

Mikko Taulanne

Vaihtosuuntaajan säteilevien häiriöiden vähentäminen aktiivisella hilaohjaimella

Aalto-yliopisto

Sähkötekniikan korkeakoulu



Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi
diplomi-insinöörin tutkintoa varten.

Espoossa 23.11.2015

Valvoja: Professori Jorma Kyyrä

Ohjaaja: DI Teemu Salmia

AALTO-YLIOPISTON
SÄHKÖTEKNIIKAN KORKEAKOULU

DIPLOMITYÖN
TIIVISTELMÄ

| | | |
|---|--------------------------------------|-------------------|
| Tekijä: Mikko Taulanne | | |
| Työn nimi: Vaihtosuuntaajan säteilevien häiriöiden vähentäminen aktiivisella hilaohjaimella | | |
| Päivämäärä: 14.12.2015 | Kieli: suomi | Sivumäärä: 8 + 68 |
| Laitos: | Sähkötekniikan ja automaation laitos | |
| Professori: | Tehoelektronikka | Koodi: S-81 |
| Työn valvoja: | Prof. Jorma Kyyrä | |
| Työn ohjaaja: | DI Teemu Salmia | |
| <p>Vaihtosuuntaajan säteilevät häiriöt ovat lähtöisin nopeiden nykyaikaisten tehopuolijohdekomponenttien suurista virran ja jännitteen muutosnopeuksista eli kytkentänopeudesta. Kytkentänopeutta voidaan tunnetusti pienentää hilavastusta kasvattamalla. Toisaalta hilavastuksen kasvattaminen lisää vaihtosuuntaajan tuottamia kytkentähäviöitä, mikä puolestaan on epäedullista laitteen suorituskyvyn kannalta. Lisäksi tiedetään, että yleisimmin vaihtosuuntaajissa käytetyn tehopuolijohdekomponentin eli IGBT:n kytkentänopeus hidastuu lämpötilan kasvaessa.</p> <p>Tässä työssä tutkitaan vaihtosuuntaajan säteilevien häiriöiden vähentämistä aktiivisen hilaohjaimen avulla. Lisäksi työssä tutkitaan IGBT:n kytkentänopeuden lämpötilariippuvuuden suuruutta ja sen vaikutusta erityisesti vaihtosuuntaajan säteileviin häiriöihin. Työssä esitetään kytkimiin ja vastuksiin perustuva hilaohjainkytkentä, jonka avulla kytkentänopeutta voidaan muuttaa. Lisäksi työssä käsitellään erilaisia ohjaustapoja, joiden avulla kytkentänopeutta voidaan säätää aktiivisesti erilaisten käyttötilanteiden perusteella.</p> <p>Tutkimuksen tavoitteena on selvittää, voiko työssä esitettävällä aktiivisella hilaohjainkytkennällä vähentää vaihtosuuntaajan säteileviä häiriöitä ja kompensoida IGBT:n kytkentänopeuden lämpötilariippuvuutta. Työssä tehtyjen mittausten perusteella arvioidaan esitetyn hilaohjaimen toimivuutta kytkentänopeuden ja säteilevien häiriöiden kannalta. Lisäksi arvioidaan vaihtosuuntaajan säteilevien häiriöiden lämpötilariippuvuuden suuruutta.</p> <p>Työn mittaustulosten perusteella aktiivisella hilaohjaimella voidaan merkittävästi vähentää vaihtosuuntaajan säteileviä häiriöitä. Lisäksi myös IGBT:n lämpötilariippuvuudella on oleellinen vaikutus häiriöihin. Aktiivisella hilaohjaimella on mahdollista toteuttaa lämpötilariippuvuuteen verrattuna käänteinen vaikutus häiriöihin ja siten kompensoida tätä ilmiötä. Vastusmatriisiin perustuvan hilaohjaimen haasteena on mitoittaminen ja siihen liittyvä työ määrä, sillä kyseinen toteutustapa on herkkä eri parametrien muutoksille.</p> | | |
| Avainsanat: Hilaohjain, EMC, säteilevät häiriöt, IGBT, taajuusmuuttaja, vaihtosuuntaaja | | |

AALTO UNIVERSITY
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

ABSTRACT OF THE
MASTER'S THESIS

| | | |
|---|---|-------------------------|
| Author: Mikko Taulanne | | |
| Title: Reduction of radiated emissions of an inverter with active gate driver | | |
| Date: 14.12.2015 | Language: Finnish | Number of pages: 8 + 68 |
| Department: | Department of Electrical Engineering and Automation | |
| Professorship: | Power Electronics | Code: S-81 |
| Supervisor: | Prof. Jorma Kyyrä | |
| Instructor: | M.Sc (Tech.) Teemu Salmia | |
| <p>Radiated emissions from inverters are mostly caused by fast switching speeds of modern power semiconductor components. Fast switching speed means short voltage and current rise times. Traditional way for decreasing the switching speed is by increasing the value of the gate resistance. On the other hand increasing the gate resistance also increases the switching losses created by the inverter, which is disadvantageous in terms of performance. It is also known that the switching speed of widely used power semiconductor component IGBT reduces when the operating temperature is increased.</p> <p>This thesis studies reduction of radiated emissions from inverter using active gate drive. Furthermore, thesis investigates the temperature dependency of IGBT switching speed and its influence on radiated emissions. Study also presents gate driver circuit based on switches and resistor matrix which is used to adjust the switching speed. Also different methods and control variables for active switching speed control are considered.</p> <p>The purpose of the research is to determine that is it possible to reduce the radiated emissions of an inverter and compensate the IGBT switching speed temperature dependency using active gate drive. Measurements of this thesis are used to assess the performance and functionality of the presented gate drive method in terms of switching speed and radiated emissions. Furthermore, magnitude of the temperature dependency of radiated emissions of the inverter are assessed.</p> <p>Based on the measurement result of this thesis, it is possible to significantly reduce inverter's radiated emissions by utilizing active gate drive, additionally the temperature dependency of IGBT has considerable effect on radiated emissions. Active gate driver can be used to create opposite effect and thus compensate this phenomenon. Challenge of using resistor matrix based gate driver is the dimensioning related work because the method is sensitive for parameter changes.</p> | | |
| Keywords: Gate driver, EMC, radiated emissions, IGBT, frequency converter, inverter | | |

Alkusanat

Työ tehtiin ABB:n High Power Drives-tulosyksikön työkone- ja ajoneuvokäyttöjä kehittäväälle projektille. Kiitän työn ohjaajaa Teemu Salmiaa ja pääsuunnittelija Jukka-Pekka Kittilää mielenkiintoisesta aiheesta ja hyvästä ohjauksesta. Lisäksi kiitän Tero Herralaa tärkeästä avusta käytännön mittausten ja prototyyppilaitteen rakentamisessa. Kiitän myös esimiestäni Aarne Frimania hienosta mahdollisuudesta tehdä diplomityö innostavaan projektiin. Tahdon kiittää myös työn valvojaa, professori Jorma Kyyrää kehittävästä palautteesta ja neuvoista työn edetessä.

Espoossa
14.12.2015

Mikko Taulanne

|

Sisällys

| | |
|--|------------|
| Tiivistelmä | i |
| Abstract..... | ii |
| Alkusanat..... | iii |
| Sisällys..... | iv |
| Lyhenteet ja merkinnät | v |
| 1 Johdanto | 1 |
| 2 Sähkökäytöt..... | 3 |
| 2.1 Sähkökäyttö..... | 3 |
| 2.2 Työkonesähkökäytöt | 4 |
| 2.3 Vaihtosuuntaaja..... | 6 |
| 3 IGBT | 9 |
| 3.1 Rakenne..... | 9 |
| 3.2 Diodit ja tehodiodit | 12 |
| 3.3 Kytkenäkäyttäytyminen | 13 |
| 3.4 Dynaaminen käyttäytyminen | 15 |
| 3.5 Ohjaus | 17 |
| 3.5.1 Hilaohjain..... | 18 |
| 3.6 Häviöt tehopuolijohteessa | 20 |
| 4 Sähkömagneettinen yhteensopivuus | 23 |
| 4.1 Häiriöiden kytkeytyminen..... | 24 |
| 4.2 Vaihtosuuntaaja häiriölähteenä | 27 |
| 4.3 Vaatimukset ja standardit | 30 |
| 4.3.1 Ilmaisintyyppit | 32 |
| 4.4 Muut häiriöt..... | 33 |
| 4.5 Häiriöiden vähentäminen | 33 |
| 5 Aktiivinen kytkentänopeuden säätö..... | 36 |
| 5.1 Kytkentänopeuden säätömenetelmät..... | 37 |
| 5.2 Työn mukainen toteutustapa | 39 |
| 5.3 Kytkentänopeuden aktiivinen säätömenetelmä..... | 40 |
| 5.4 Vastusmatriisin mitoitusperiaatteet..... | 43 |
| 5.4.1 Mitoitusesimerkki | 44 |
| 6 Mittaukset..... | 49 |
| 6.1 Kaksoispulssikoe (IGBT:n kytkentäkäyttäytyminen) | 49 |
| 6.1.1 Kaksoispulssikokeen mittausjärjestely | 50 |
| 6.1.2 Mittaustulokset..... | 52 |
| 6.2 Kytkentänopeuden mittaus..... | 54 |
| 6.2.1 Mittausjärjestely..... | 54 |
| 6.2.2 Mittaustulokset..... | 55 |
| 6.3 Säteilevien emissioden mittaus | 56 |
| 6.3.1 Säteilevien emissioden mittautapa | 57 |
| 6.3.2 Mittaustulokset..... | 59 |
| 6.4 Johtopäätökset..... | 61 |
| 6.4.1 Jatkokehityssuunta | 63 |
| 7 Yhteenveto | 65 |
| 8 Lähteet | 67 |

Lyhenteet ja merkinnät

| | |
|-------------------|---|
| BJT | Bipolaariliitostransistori (Bipolar Junction Transistor) |
| CISPR | Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques |
| EMC | Sähkömagneettinen yhteensopivuus (Electromagnetic Compatibility) |
| EUT | Testattava laite (Equipment Under Test) |
| ESD | Sähköstaattinen purkaus (Electrostatic Discharge) |
| FBSOA | Myötäsuuntainen turvallinen toiminta-alue (Forward Bias Safe Operating Area) |
| FPGA | Ohjelmoitava logiikkapiiri (Field Programmable Gate Array) |
| IEC | International Electrotechnical Commission |
| IGBT | Eristetyllä hilalla varustettu bipolaaritransistori (Insulated Gate Bipolar Transistor) |
| LISN | Keinoverkko (Line Impedance Stabilization Network) |
| MOSFET | Pintakanavatransistori (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) |
| NPT | IGBT-valmistusteknologia (Non Punch Through) |
| PT | IGBT-valmistusteknologia (Punch Through) |
| PWM | Pulssinleveysmodulaatio (Pulse Width Modulation) |
| RBSOA | Estosuuntainen turvallinen toiminta-alue (Reverse Bias Safe Operating Area) |
| A | Pinta-ala |
| B | Magneettivuon tiheys |
| C | Kapasitanssi |
| C_{gc} | Miller-kapasitanssi |
| C_{ge} | Hilakapasitanssi |
| d | Etäisyys |
| D | Pulssisuhde |
| di_c/dt | Virran muutosnopeus |
| du_{ce}/dt | Jännitteen muutosnopeus |
| E | Sähkökenttä |
| $E_{off,(di/dt)}$ | Virran muutoksesta aiheutuva häviöenergia |
| $E_{off,(du/dt)}$ | Jännitteen muutoksesta aiheutuva häviöenergia |
| $E_{off,tail}$ | Jälkivirrasta aiheutuva häviöenergia |
| E_{off} | Katkaisuhäviöenergia |
| $E_{on,(du/dt)}$ | Jännitteen muutoksesta aiheutuva häviöenergia |
| $E_{on,(di/dt)}$ | Virran muutoksesta aiheutuva häviöenergia |
| $E_{on,irr}$ | Vastadiodin takavirrasta aiheutuva häviöenergia |
| E_{on} | Päällekytkentä häviöenergia |
| E_{sw} | Kytkevähäviöenergia |

| | |
|-------------------------|---|
| f_0 | Perustaajuus |
| f | Taajuus |
| $f_{c,i}$ | Rajataajuus |
| $f_{c,s}$ | Rajataajuus |
| g_m | Transkonduktanssi |
| H | Magneettikenttä |
| I_{cm} | Yhteismuotoinen virta |
| I_{dm} | Eromuotoinen virta |
| I_{CM} | Kuormavirta |
| $I_C(t)$ | Kollektorivirta |
| I_{off} | Vuotovirta |
| I_{off} | Vuotovirta |
| i_L | Kuormavirta |
| i_c | Kollektorivirta |
| i_g | Hilavirta |
| \hat{i}_{RR} | Diodin takavirran huippuarvo |
| L_s | Hajainduktanssi |
| $Q_1 - Q_6$ | Puolijohdekytkimet 1-6 |
| Q_{RR} | Diodin takavirran aiheuttama varaus |
| Q_t | IGBT:n varastoitunut varaus |
| R_g | Hilaresistanssi |
| R_{gOFF} | Negatiivinen hilaresistanssi |
| R_{gON} | Positiivinen hilaresistanssi |
| r | Säde |
| T_j | Liitoslämpötila |
| $t_{d(off)}$ | Katkaisuviive |
| $t_{d(on)}$ | Päällekytkentäviive |
| t_r | Nousuaika |
| t_{ri} | Virran nousuaika |
| t_{ru} | Jännitteen nousuaika |
| U_{ce} | Kollektori-emitterijännite |
| $U_{ge(ion)}$ | Hilajännite, jolla IGBT pysyy johtavana tietyllä virralla |
| $U_{ge(th)}$ | IGBT:n kynnysjännite |
| U_{ge} | Hilajännite |
| U_{gg-} | Hilaohjaimen negatiivinen käyttöjännite |
| U_{gg+} | Hilaohjaimen positiivinen käyttöjännite |
| U_{nf_0} | Perustaajuuden f_0 n:s harmoninen jännite |
| u_{DC} | Välipiirin jännite |
| V_{100} | Vaihtosuuntaajan tuottama jännitevektori |
| $\vec{V}_{\alpha\beta}$ | Vaihtosuuntaajan tuottama avaruusvektori |
| v_{Δ} | Kolmioaalto |

| | |
|-----------------|------------------------------------|
| v_c | Sinimuotoinen moduloitava signaali |
| $v_{CE}(t)$ | Kollektori-emitterijännite |
| ε_0 | Tyhjiön permittiivisyys |
| ε_r | Permittiivisyys |
| σ_s | Hajakerroin |
| λ | Aallonpituus |
| μ | Permeabiliteetti |
| ϕ | Magneettivuo |

1 Johdanto

Energian säästäminen ja energiatehokkuuden parantaminen ovat tulevaisuudessa yhä tärkeämpiä tekijöitä kaikilla teollisuuden aloilla. Samasta syystä hybridi- ja täyssähköratkaisut tulevat yleistymään myös työkoneissa ja ajoneuvoissa, koska näillä ratkaisuilla energiatehokkuutta voidaan parantaa merkittävästi. Energiatehokkuuden parantaminen puolestaan vähentää koneen käytöstä syntyviä polttoainekuluja. Sähkökäyttöjen avulla voidaan parantaa näiden koneiden energiatehokkuutta, sillä sähkökäyttöjen hyötysuhde on tyypillisesti perinteisiä polttomoottorikäyttöjä parempi. Lisäksi sähkökäytöt mahdollistavat uusia ominaisuuksia kuten esimerkiksi jarrutusenergian talteenoton, jonka avulla voidaan kerätä talteen muuten hukkaan menevää energiaa ja edelleen parantaa koneen energiatehokkuutta.

Nämä asiat kannustavat kehittämään yhä parempia sähkökäyttöjä, jotka on suunniteltu myös raskaiden työkoneiden vaatimuksia silmällä pitäen. Tällaisissa sovelluksissa sähkökäytölle tärkeimpiä vaatimuksia erityisesti tehoelektroniikan osalta ovat esimerkiksi hyvä suorituskyky, suuri käyttölämpötila-alue ja suuri tehotehiheys.

Hyvän suorituskyvyn lisäksi sähkölaitteiden tulee täyttää niille asetetut vaatimukset EMC:n (Electromagnetic Compatibility) eli sähkömagneettisen yhteensopivuuden osalta. Nämä säädökset on tarkoitettu sitä varten, että sähkölaitteet eivät tarpeettomasti häiritse tai häiriinny toisten sähkölaitteiden toiminnasta. Sähkömagneettisen yhteensopivuuden merkitys on myös yhä suurempi tulevaisuudessa, sillä hyvin suurta osaa ajoneuvojen ja työkoneiden sisältämistä laitteista ohjataan sähköisesti. Lisäksi langaton tiedonsiirto ja paikannus ovat yhä tärkeämpiä ominaisuuksia tulevaisuuden työkoneissa ja ajoneuvoissa. Jotta kaikki nämä laitteet voisivat toimia yhdessä häiritsemättä toisiaan, täytyy kaikkien komponenttien noudattaa niille asetettuja vaatimuksia niin laitteen lähettämien häiriöiden kuin häiriönsietoisuudenkin osalta. Tässä työssä käsitellään vaihtosuuntaajan tuottamien häiriöiden vähentämistä, ja työn sovellusesimerkkinä ovat erityisesti raskaat ajoneuvo- ja työkonēsähkökäytöt. Työssä esitetyt periaatteet ovat kuitenkin sovellettavissa yhtä lailla myös muihin tehoelektroniikan sovellusalueisiin.

Työkonekäyttöön tarkoitettujen vaihtosuuntaajan vaatimukset ovat erityisen haastavia siitä syystä, että hyvän hyötysuhteen ja suorituskyvyn saavuttamiseksi on käytettävä nopeita tehopuolijohdekomponentteja, jotka puolestaan ovat merkittävä tekijä vaihtosuuntaajan tuottamien häiriöiden osalta, sillä suuremmat kytkentänopeudet tuottavat yhä korkeampitaajuisia häiriöitä. Tyypillisesti esimerkiksi teollisuuskäyttöön tarkoitetuissa vaihtosuuntaajissa eniten käytetty ratkaisu häiriöiden vähentämiseen on ollut passiivisiin komponentteihin perustuva suodatus. Tehokas suodatus kuitenkin vaatii suurikokoisia ja painavia passiivisia komponentteja kuten keloja ja kondensaattoreita. Suuren tehotehiheyden ja hyvän luotettavuuden saavuttamiseksi tämä ei siis välttämättä ole paras mahdollinen ratkaisu kyseisessä sovelluskohteessa. Tästä syystä työkoneisiin tarkoitettujen vaihtosuuntaajan tuottamien häiriöiden vähentämiseksi tarvitaan uusia menetelmiä.

Yleisesti tiedetään, että puolijohdekytkimen kytkentänopeutta hidastamalla voidaan vähentää vaihtosuuntaajan tuottamia häiriöitä. Tarvitaan kuitenkin menetelmä, jonka avulla häiriöitä voidaan vähentää siten, että laitteen suorituskyky ei kärsisi tästä. Lisäksi tiedetään, että esimerkiksi IGBT:n (Insulated Gate Bipolar Transistor) kytkentänopeus hidastuu liitoslämpötilan kasvaessa, mutta tämän ilmiön vaikutusta säteileviin häiriöihin ei löydy kirjallisuudesta. Perinteisesti kytkentänopeutta on säädetty hilavastuksen suuruutta muuttamalla, mutta tyypillisesti tämä on tehty laitteen mitoitusvaiheessa, joten

kytkentänopeutta ei voida muuttaa käytön aikana. Kytkentänopeuden valinta on siis kompromissi laitteen tuottamien häiriöiden ja kytkentähäviöiden välillä. Kytkentähäviöt ovat siis suurimmillaan korkeassa lämpötilassa, ja vastaavasti häiriötasot saattavat ylittyä kylmissä lämpötiloissa. Tästä syystä tutkittavaksi valittiin aktiivinen kytkentänopeuden säätö, jonka avulla tätä kompromissia voitaisiin pienentää. Aktiivisen kytkentänopeuden säädön avulla kytkentänopeutta voidaan muuttaa käytön aikana halutulla ohjaustavalla ja näin vähentää laitteen tuottamia häiriöitä.

Tämän työn tarkoituksena on tutkia IGBT:n kytkentänopeuden vaikutusta vaihtosuuntaajan lähettämiin säteileviin häiriöihin. Lisäksi tutkimuksessa pyritään vastaamaan myös seuraaviin kysymyksiin: voidaanko työn mukaisella kytkentänopeuden säädöllä vähentää vaihtosuuntaajan säteileviä häiriöitä ja voidaanko aktiivisella kytkentänopeuden säädöllä kompensoida vaihtosuuntaajan säteilevien häiriöiden lämpötilariippuvuutta.

Työ rakentuu siten, että ensimmäiset neljä lukua käsittelevät työhön liittyvää teoreettista pohjaa ja seuraavat luvut käsittelevät työssä käytettävää aktiivista hilaohjainratkaisua ja siihen liittyviä mittauksia. Luvussa 2 käsitellään yleisesti sähkökäyttöjä, niiden rakennetta, toimintaperiaatteita ja sovelluskohdetta, jota varten työ on tarkoitettu. Luvussa 3 käsitellään suuritehoisissa vaihtosuuntaajissa yleisintä tehopuolijohdekomponenttia IGBT:tä erityisesti sen rakenteen ja toiminnan osalta. Luvussa 4 käsitellään sähkömagneettista yhteensopivuutta sähkökäyttöjen ja tehoelektroniikan näkökulmasta. Luvussa 5 puolestaan perehdytään työn mittauksissa käytetyn aktiivisen hilaohjainratkaisun toimintaan ja mitoitukseen. Lisäksi käydään läpi erilaisia ohjaustapoja hilaohjaimelle. Luvussa 6 käsitellään työhön liittyviä mittaustuloksia ja johtopäätöksiä. Viimeinen luku 7 kokoaa yhteen työn pääkohdat.

2 Sähkökäytöt

Tässä luvussa käsitellään sähkökäyttöjen peruseräiteita ja pääkomponentteja, joita sähkökäyttöön kuuluu. Lisäksi perehdytään raskaisiin sähkö- ja hybridityökoneisiin sähkökäyttöjen sovellusalueena. Tämä sovellusalue asettaa sähkökäyttöille monenlaisia erityisvaatimuksia, jotka puolestaan vaativat uudenlaisia ratkaisuja. Tämän työn ensisijaisena käyttötarkoituksena on raskaisiin sähkö- ja hybridityökoneisiin tarkoitettu vaihtosuuntaaja, ja tästä syystä työkonēsähkökäytöt toimivat tämän työsovellusesimerkinä. Viimeisenä perehdytään sähkökäyttöjen tärkeimmän komponentin eli vaihtosuuntaajan toimintaan ja rakenteeseen.

Luvussa 2.1 käsitellään sähkökäyttöjä yleisesti ja vastataan esimerkiksi kysymykseen, mitä sähkökäytöt ovat. Luvussa 2.2 syvennyttään raskaisiin työkonē- ja ajoneuvokäyttöihin sähkökäyttöjen sovelluskohteena. Luvussa 2.3 puolestaan käsitellään vaihtosuuntaajan rakennetta ja toimintaperiaatetta.

2.1 Sähkökäyttö

Sähkökäytöt ovat järjestelmiä, joiden tarkoituksena on muuttaa sähköenergiaa mekaaniseksi energiaksi. Yksinkertaisimmillaan tämä voi tarkoittaa yksittäistä verkkoon kytkettyä sähkömoottoria. Käytännössä kuitenkin sähkökäytöllä tarkoitetaan kokonaisuutta, jossa tehoelektroniikan ja sähkömoottorin avulla ohjataan varsinaisen toimilaitteen liikettä. Toimilaite puolestaan voi olla mikä tahansa laite, joka tarvitsee energiaa toimiakseen. Tyypillisiä sähkökäyttöjen sovelluskohteita ovat esimerkiksi monenlaiset teollisuudessa käytettävät pumput ja puhaltimet, raskas teollisuus kuten paperikoneet ja metallivalssaimet ja tavarankuljettamiseen liittyvät sovellukset kuten kuljettimet, hissit ja nosturit. Viime aikoina sähkökäytöt ovat alkaneet yleistyä myös liikkuvissa sovelluskohteissa kuten ajoneuvojen ja työkonēiden voimansiirrossa hybridi- ja täyssähköratkaisujen muodossa.

Sähkökäyttöjen tarkoituksena on yleensä ohjata moottorin pyörimisnopeutta tai vääntömomenttia. Erilaisiin käyttötarkoituksiin voidaan myös käyttää eri moottorityyppejä. Aikaisemmin nopeussäädettävissä käytöissä yleisimpiä olivat tasavirta- eli DC-moottorit niiden yksinkertaisen ohjattavuuden takia. DC-moottoreiden heikkoutena on kuitenkin lyhyempi käyttöikä esimerkiksi induktiokoneisiin verrattuna. Induktiokoneet ovatkin selvästi useimmin käytetty moottorityyppi sekä nopeussäädettävissä että säätämättömissä käytöissä niiden yksinkertaisen ja kestävänn rakenteensa vuoksi. Muita mahdollisia moottorityyppejä ovat erilaiset tahtikoneet kuten vierasmagnetoidut tahtikoneet sekä kestopagneetti- ja reluktanssikoneet. Erityisesti kestopagneetikoneet ovat yleistymässä niiden suuren tehoteheyden ja hyvän hyötysuhteen ansiosta.

Sähkömoottoreiden ohjaamiseen käytetään vaihtosuuntaajaa, jonka tarkoituksena on pulssinleveysmodulaation eli PWM:n (Pulse Width Modulation) avulla tuottaa haluttu sähkövirta ja taajuus. Tämä puolestaan määrää moottorin pyörimisnopeuden ja vääntömomentin. Ohjauselektroniikalla puolestaan ohjataan vaihtosuuntaajaa, joka voi olla liitettyä esimerkiksi ohjausväylän kautta suurempaan kokonaisuuteen. Teollisuudessa tämä voi tarkoittaa esimerkiksi prosessin ohjausta tai esimerkiksi ajoneuvokäytössä moottorinohjausta.

Vaihtosuuntaajan lisäksi olennainen osa sähkökäyttöä ovat tasasuuntaajat, joiden tarkoituksena tasasuunnata sähköverkosta tai generaattorista saatava sähköenergia vaihtosuuntaajalle. Yksi tasasuuntaaja voi myös syöttää useampaa vaihtosuuntaajaa. Tasasähkön jännitetasoa puolestaan voidaan muuttaa tasasähkömuuttajan avulla halutulle tasolle. Esimerkiksi akuston matalampi jännite voidaan nostaa tasasähkömuuttajan avulla vaihtosuuntaajalle sopivalle tasolle. Tasasähkömuuttajaa voidaan myös kutsua DC/DC-katkojaksi

2.2 Työkonesähkökäytöt

Kasvatavat polttoainekustannukset ja tavoitteet hiilidioksidipäästöjen vähentämiseksi ovat viime aikoina alkaneet kannustaa työkoneiden ja ajoneuvojen valmistajia parantamaan hyötysuhteita ja siirtymään energiatehokkaampiin tekniikoihin. Useimmilla teollisuuden aloilla hyötysuhteita on pystytty parantamaan merkittävästi viimeisen 30 vuoden aikana, mutta tästä poikkeuksena on kuljetusala [1]. Viime aikoina kuitenkin sähkö- ja hybridiajoneuvot ovat alkaneet yleistyä ja esimerkiksi lähes kaikilla suurilla autonvalmistajilla on markkinoilla hybridi- tai sähköauto.

Myös työkoneiden käyttökustannukset kannustavat valmistajia kehittämään taloudellisempia koneita. Perinteisesti hydraulikka on ollut tärkein menetelmä työkoneiden voimansiirrossa sen hyvän tehosiheyden ja kestävyysvuoksi. Työkoneita on olemassa hyvin moniin erilaisiin tehtäviin, joista toisiin hybriditeknologia on helpommin sovellettavissa. Helpompia sovelluskohteita ovat esimerkiksi trukit ja nosturit, ja vastaavasti haastavampia kohteita ovat esimerkiksi maansiirtoon tarkoitetut raskaat työkoneet kuten kaivinkoneet, kuormaajat ja dumpperit. Trukkeja käytetään pääasiassa helpommissa olosuhteissa kuten varastoissa ja lastausalueilla, kun taas kaivinkoneita käytetään hyvin vaihtelevissa ja haastavissa maasto-olosuhteissa. Varastoon on helppo liittää esimerkiksi latausasema, kun taas kaivinkoneen täytyy tulla toimeen pitempiä aikoja omalla käyttövoimalla. Tehoelektroniikan ja sähkömoottorien kehittyminen mahdollistaa hybriditekniikan hyödyntämisen yhä useammissa sovelluksissa.

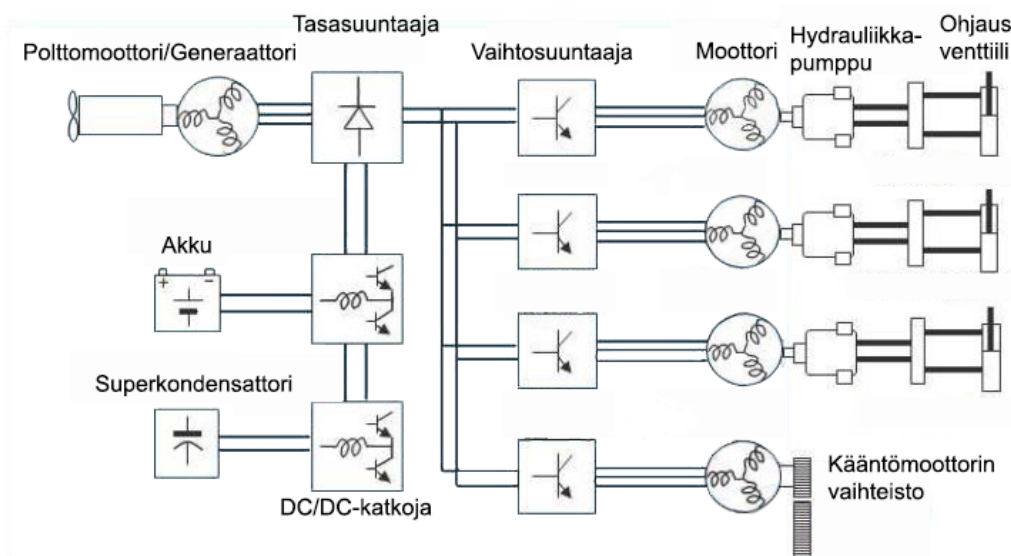
Hybriditekniikalla voidaan vähentää henkilöautojen polttoaineen kulutusta merkittävästi, mutta vastaava vaikutus työkoneiden käyttökustannuksiin voi olla selvästi suurempi niiden raskaan kuormituksen ja suuren käyttötuntimäärän takia. Lisäksi esimerkiksi energian talteenotolla on työkoneissa selvästi suurempi merkitys. Autossa energiaa voidaan ottaa talteen jarruttaessa, mutta esimerkiksi trukki voi ottaa talteen energiaa jarrituksen lisäksi laskeutessaan kuormaa alas. [2]

Hybriditekniikan hyödyntäminen työkoneissa kuitenkin sisältää useita haasteita tavallisiin ajoneuvoihin verrattuna. Eri käyttötarkoituksiin käytettävillä työkoneilla on hyvinkin erilaisia käyttötapoja. Esimerkiksi kaivinkone tarvitsee käyttövoimaa liikkumiseen, alustan kääntämiseen ja kauhan liikuttamiseen eri suuntiin, kun taas vastaavasti autossa voimaa tarvitaan vain etenemiseen ja renkaiden kääntämiseen. Tästä syystä työkoneissa voidaan käyttää monentyyppisiä voimansiirtoratkaisuja. Lisäksi työkoneiden kuormituksen muutosnopeuden ja kuormitusalueen laajuus ovat selvästi suurempia. Erityisesti energian varastoinnille aiheuttavat haasteita suuret kuormitusvaihtelut ja vaativat käyttöolosuhteet. Myöskään laitteiden käyttötuntuma ei saisi poiketa liikaa totutusta. Tämä on oleellista erityisesti paljon hydraulikkaa hyödyntävissä koneissa. Työkoneiden tulee toimia kaikenlaisissa olosuhteissa, joten erityisesti luotettavuus on tärkeässä osassa. [2]

Hybridivoimansiirtotavat voidaan jakaa sarja-, rinnakkais- ja yhdistelmä-hybridijärjestelmiin. Sarjahybridissä polttomoottorin teho muutetaan generaattorilla sähköksi ja eri toimilaitteet saavat käyttövoimansa sähkömoottoreilta, jotka puolestaan saavat käyttövoimansa välipiiristä, johon voi olla liitettynä generaattorin lisäksi esimerkiksi akusto tai superkondensaattori. Polttomoottori on mekaanisesti erotettu toimilaitteista, joten sitä voidaan käyttää aina hyötysuhteen kannalta optimaalisella käyntinopeudella. Esimerkki tällaisen sarjahybridin rakenteesta esitetään kuvassa 1.

Rinnakkaishybridissä sähkömoottori ja polttomoottori on kytketty toisiinsa mekaanisesti ja tätä käytetään suoraan koneen käyttövoimana. Käytännössä siis sähkömoottoria voidaan käyttää suurien kuormitusvaihteluiden tasaamiseksi ja polttomoottoria voidaan käyttää lähes optimaalisella käyntinopeudella. Rinnakkaishybrididiä voidaan myös kutsua sähköavusteiseksi voimansiirroksi. Rinnakkaishybridin etuna on kuitenkin sen yksinkertainen rakenne ja tällainen rakenne on helpompi liittää esimerkiksi jo valmiiseen tuotteeseen.

Yhdistelmähybrideissä puolestaan on yhdistetty molempien tyyppien ominaisuuksia, eli käytännössä koneen päätoiminnot toimivat suoraan mekaanisella voimansiirrolla, mutta jotakin toimintoa käytetään sähkömoottorilla, ja tähän voi liittyä esimerkiksi energiavarasto. Tällainen kone voisi olla esimerkiksi polttomoottorikäyttöinen liikkuv nosturi, jonka nostomoottorina toimii sähkömoottori. Tällöin kuormaa laskiessa voidaan energia ottaa talteen esimerkiksi akustoon.



Kuva 1: Esimerkki sarjahybridikaivinkoneen rakenteesta. Muokattu lähteestä [2]

Työkonekäyttö asettaa myös haastavia vaatimuksia sähkökäyttöille. Näistä tärkeimpiä ovat esimerkiksi tilavuus, paino, hinta, suorituskyky, hyötysuhde, käyttölämpötila-alue, luotettavuus ja elinikä. Näiden asioiden keskinäinen tärkeysjärjestys riippuu pitkälti sovelluskohteesta, johon hybriditekniikkaa ollaan soveltamassa. Esimerkiksi hybriditurheiluautossa vaihtosuuntaajan painolla on suhteellisesti paljon suurempi merkitys kuin kymmeniä tonneja painavassa maansiirtokuormaajassa. Lisäksi ajoneuvojen valmistukseen kohdistuu suuri kustannuspaine kovan kilpailun vuoksi. Yksi tärkeä ominaisuus on suuri käyttölämpötila-alue sillä erityisesti työkonekäytössä koneen tulee toimia sekä kylmissä että kuumissa lämpötiloissa. Esimerkiksi metsäkoneen tulee toimia moitteettomasti kovimmillakin pakkasilla. Vastaavasti esimerkiksi kaivoksiin tarkoitetut koneet voivat joutua toimimaan erittäin kuumissa lämpötiloissa. Joissain sovelluksissa laitteen tilavuudella on suuri merkitys. Pieni käytettävissä oleva tila rajoittaa erityisesti

suurien passiivikomponenttien kuten kelojen ja kondensaattorien käyttöä. Myös koneen käytöstä aiheutuva värinä asettaa haasteita erityisesti näille komponenteille. Erityisesti hybridityökoneissa on hyötyä suuresta jäähdytysnesteen lämpötilasta, sillä silloin on mahdollista liittää sekä sähkökäytön että polttomoottorin jäähdytys samaan järjestelmään, jolloin jäähdytysjärjestelmästä ei tarvitse tehdä monimutkaisempaa. Tärkeimpiä työkonesähkökäyttöille asetettuja vaatimuksia esitetään taulukossa 1. [3]

| Ominaisuus | Tavoite (vuodelle 2010) |
|--------------------------------|----------------------------|
| Teho/paino-suhde[kW/kg] | >12 |
| Teho/tilavuus-suhde[kW/litra] | >12 |
| Hinta[\$ /kW] | <5 |
| Hyötysuhde[%] | 97 |
| Jäähdytysnesteen lämpötila[°C] | 105°C |
| Elinikä[vuotta] | 15 |

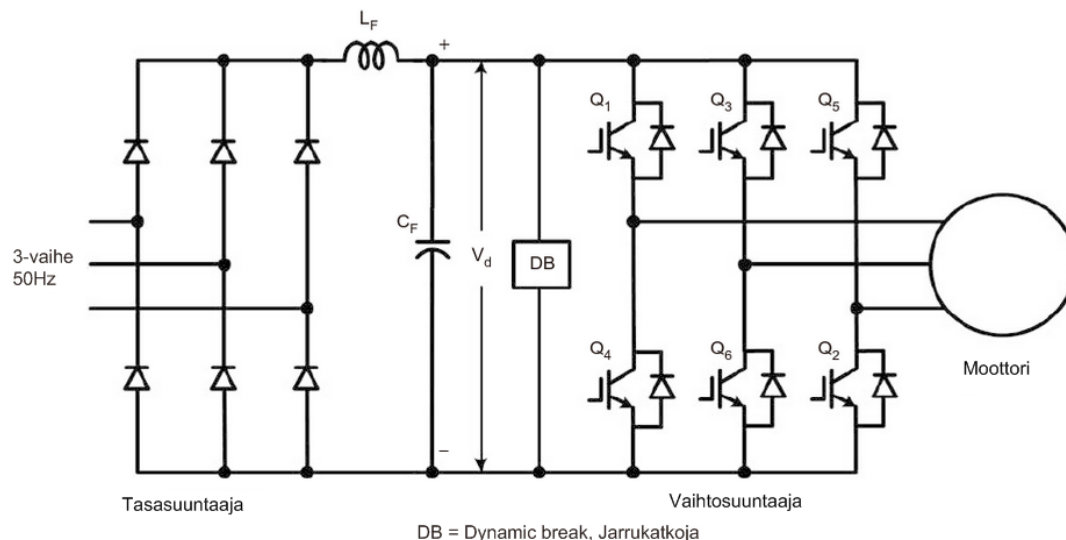
Taulukko 1: Työkonesähkökäyttöjen vaatimukset vaihtosuuntaajalle [3]

Sähkö- tai hybridivoimansiirto koostuu useista komponenteista kuten moottoreista/generaattoreista, tehoelektroniikasta kuten tasa- ja vaihtosuuntaajista ja DC/DC-katkoista ja energiavarastoista kuten akustoista ja superkondensaattoreista. Tässä työssä keskitytään erityisesti työkoneisiin tarkoitetun vaihtosuuntaajan toimintaan, mutta työssä esitetyt periaatteet ovat sovellettavissa yhtälailla myös DC/DC-katkojiin ja aktiivisiin tasasuuntaajatopologioihin kuten verkkovaihtosuuntaajaan. Työssä esitetyjä menetelmiä voidaan hyödyntää myös muille sovellusaloille tarkoitetuissa sähkökäytöissä kuten teollisuuteen tai energian tuotantoon tarkoitetuissa laitteissa.

2.3 Vaihtosuuntaaja

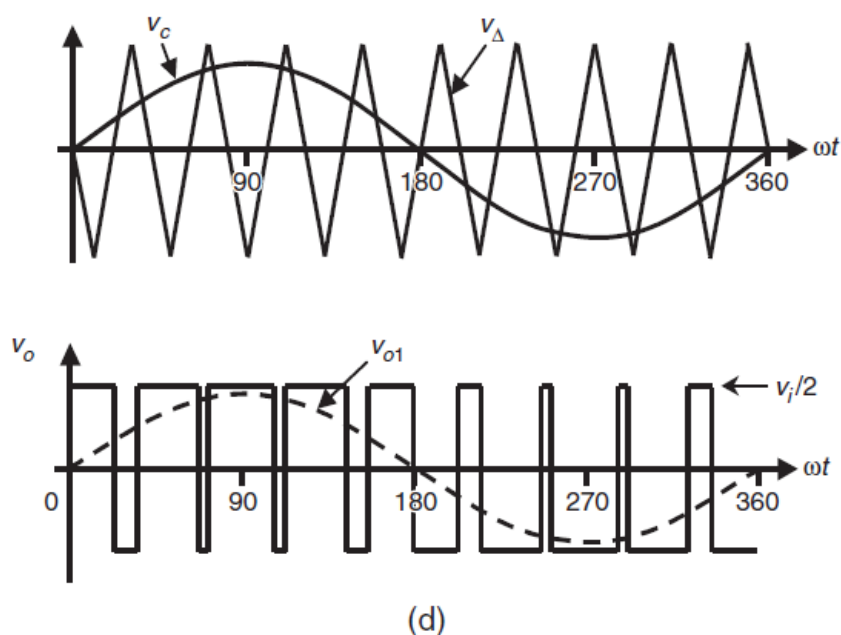
Yleisimmin käytetty vaihtosuuntaajatopologia on kolmivaiheinen vaihtosuuntaaja, jossa jokaista vaihetta kohden on yksi puolijohdekytkinhaara. Moottorikäytöissä yleisimmin käytetty tehpuolijohdekomponentti on IGBT, mutta erityisesti pienempijännitteisissä laitteissa voidaan käyttää MOSFET-transistoreja. MOSFET:t soveltuvat parhaiten, kun tarvitaan suurta kytkentätaajuutta ja käytetään matalaa välipiirin jännitettä. Useimmiten esimerkiksi teollisuudessa vaihtosuuntaajaa syötetään kolmivaiheisella diodisillalla, mutta tasasuuntaajana voi olla mikä tahansa muu tasasuuntaajatopologia kuten verkkovaihtosuuntaaja. Tällaista kokonaisuutta kutsutaan taajuusmuuttajaksi, ja kuvassa 2 esitetään jännitevälipiirillisen taajuusmuuttajan rakenne. Taajuusmuuttajan välipiiriin voi lisäksi olla kytketty dynaaminen jarrukatkoja, joka mahdollistaa moottorin jarruttamisen. Jarruttaessa moottori toimii generaattorina ja tuottaa energiaa välipiiriin. Diodisillalla tehoa ei kuitenkaan voida siirtää kuin yhteen suuntaan, ja tästä syystä tarvitaan jarrukatkojaa, joka kuluttaa tuotetun energian vastuksessa. Jos diodisillan sijasta käytetään verkkovaihtosuuntaajaa, voidaan jarrutettu teho siirtää takaisin sähköverkkoon. Tätä kutsutaan verkkoon jarruttamiseksi. Sovelluksissa, kuten sähkö- tai hybridiajoneuvoissa, välipiiriin voi olla sähköverkon sijasta kytketty energiavarasto kuten akusto tai superkondensaattori, johon jarrutusenergia voidaan ottaa talteen.

Jännitteen muuttamiseksi energiavarastolle sopivalle tasolle voidaan käyttää DC/DC-katkojaa. Hybridikäytössä jarrukatkojaa käytetään vasta viimeisenä keinona hyvän hyötysuhteen saavuttamiseksi.



Kuva 2: Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja

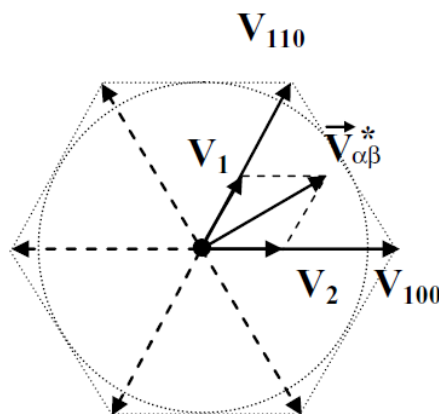
Vaihtosuuntaajaa ohjataan PWM-signaalin leveyttä muuttamalla sinimuotoisesti. Perinteisin tapa toteuttaa tämä on sini-kolmio-vertailu, jossa vertailemalla sinimuotoista moduloitavaa signaalia v_c ja kolmioaaltoa v_Δ saadaan muodostettua ohje puolijohdekytkimille. Tätä periaatetta havainnollistetaan kuvassa 3. Moduloitava signaali v_c kuvaa haluttua lähtöjännitteen käyrämuotoa. Puolijohdekytkimiä ohjataan siten, että kun $v_c > v_\Delta$ kytkin Q_1 johtaa ja kun $v_c < v_\Delta$ kytkin Q_4 johtaa. Kolmivaiheinen vaihtosuuntaaja toimii siten, että eri vaiheiden jänniteohjeet ja lähtöjännitteet ovat 120° :n vaihesiirrossa toisiinsa nähden.



Kuva 3: Sini-kolmio-vertailu pulssinleveysmodulaation toimintaperiaate

Tällaisen ohjaustavan tarkkuus ei kuitenkaan riitä vaativampiin sovelluksiin, joissa tarvitaan nopeaa ja tarkkaa nopeuden tai momentin säätöä. Näissä sovelluksissa käytetään tyypillisesti avaruusvektoreihin perustuvaa pulssinleveysmodulaatiota. Avaruusvektorimodulaatio perustuu siihen, että vaihtosuuntaajan kytkimillä voidaan tuottaa kuusi erisuuntaista jännitevektoria ja lisäksi kaksi nollavektoria. Vaihtosuuntaajan tuottama jännite voidaan esittää avaruusvektorin $\vec{V}_{\alpha\beta}$ avulla. Modulaattori siis tuottaa halutun jännitevektorin valitsemalla sopivan suunnan, johon jännitevektoria halutaan liikuttaa. Näin moottoriin saadaan tuotettua pyörivä kenttä, jota voidaan ohjata jännitteen avaruusvektorin avulla. Kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan tuottamia avaruusvektoreja havainnollistetaan kuvassa 4, jossa vektorit V_{100} ja V_{110} esittävät kahta ensimmäistä kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan tuottamaa jännitevektoria. Numerot 100 ja 110 kuvaavat vaihtosuuntaajan eri vaiheiden kytkinten tiloja. Esimerkiksi tilassa 100 U-vaiheen ylähaaran Q_1 -, V-vaiheen alahaaran Q_5 - ja W-vaiheen alahaaran Q_6 - kytkimet ovat johtavassa tilassa. Vastaavasti tilassa 010 virta kulkee kytkimen Q_2 kautta ja tilassa 001 virta kulkee kytkimen Q_3 kautta.

Tämän lisäksi moottorin ohjaukseen tarvitaan säätötapa, jonka avulla moottorin tuottamaa momenttia voidaan ohjata. Tätä menetelmää kutsutaan vektorisäädöksi. Avaruusvektori $\vec{V}_{\alpha\beta}$ vaihtelee sinimuotoisesti moottorin pyörimistaajuudella, mikä tekee säädön toteuttamisesta hankalaa. Tästä syystä käytännöllisin tapa on muuntaa avaruusvektori pyörivään dq -koordinaatistoon, jolloin säädön toteuttaminen yksinkertaistuu. Näiden d - ja q -koordinaattien avulla voidaan säätää erikseen moottorin tuottamaa momenttia ja vuota. Muunnoksen jälkeen vuon ja momentin säätö on helppo toteuttaa digitaalisen PI-säätimen avulla. [4]



Kuva 4: Kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan tuottamat jännitevektorit [4]

3 IGBT

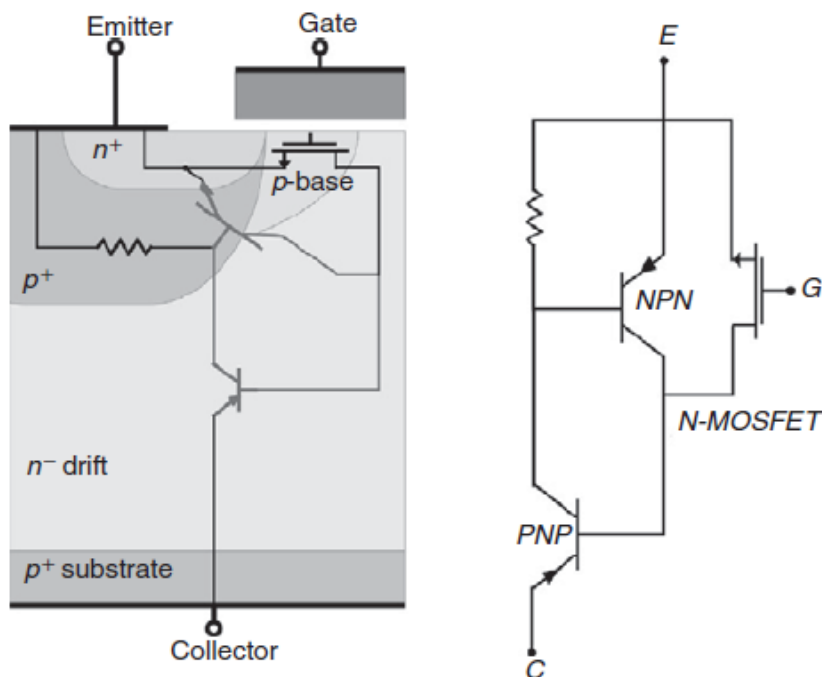
IGBT eli eristetyllä hilalla varustettu bipolaaritransistori on yleisesti käytetty tehopuolijohdetyyppi monissa tehoelektroniikan sovellusalueissa kuten moottorikäyttöissä ja hakkuriteholähteissä. Ensimmäisen kerran IGBT esiteltiin 1980-luvun alussa. Tätä ennen yleisimpiä komponentteja olivat tehobipolaaritransistorit eli BJT:t (Bipolar Junction Transistor) ja teho-MOSFET:it (Metal Oxide Field Effect Transistor). BJT:n etuna ovat pienet häviöt johtavassa tilassa, mutta vastaavasti sen kytkentäaika on pitkä erityisesti virtaa katkaistaessa. BJT:tä ohjataan sen kantavirran avulla. BJT:n virtavahvistus on huono, joten sen ohjaukseen tarvitaan suuri kantavirta, ja tästä syystä ne tarvitsevat monimutkaisen ohjainpiirin. MOSFET puolestaan on jännitteellä ohjattava komponenttityyppi jonka ohjaaminen on selvästi BJT:tä helpompaa. Niiden etuna on myös erittäin suuret kytkentänopeudet. Toisaalta suuren jännitekestoisuuden omaavien MOSFET:ien häviöjännitteet ovat myös suuret ja tämä rajoittaa niiden käyttöä suurempitehoisissa sovelluksissa.

IGBT:n suurin etu on, että se yhdistää sekä BJT:n että MOSFET:in hyvät puolet. Sitä voidaan ohjata hilajännitteellä kuten MOSFET:a ja sillä on pieni johtavan tilan resistanssin kuten BJT:llä. IGBT:n suurin mahdollinen kytkentätaajuus on myös kohtalainen, esimerkiksi 5-150 kHz, mutta tämä riippuu myös komponentin käyttötarkoituksesta ja koosta. Eniten kytkentätaajuuteen vaikuttavat sen pnp-osan jälkivirran katkaisusta aiheutuvat häviöt. Eri käyttötarkoituksiin on olemassa IGBT-tyyppejä, jotka on optimoitu kyseisen käyttötarkoituksen tuomiin vaatimuksiin. Esimerkiksi hakkuriteholähteissä käytetään IGBT-tyyppejä, joissa jälkivirran katkaisua on pyritty nopeuttamaan. Katkaisun nopeuttaminen kuitenkin kasvattaa jännitehäviötä johtavassa tilassa, ja tästä syystä esimerkiksi moottorikäyttöissä käytetään hitaampia komponentteja. [5]

3.1 Rakenne

IGBT vastaa rakenteeltaan läheisesti MOSFET:ia, ja ainoana erona onkin drain-alueeseen lisätty p-tyypin puolijohdealue. P-tyypin puolijohteessa varauksenkuljettajina toimivat aukot, kun taas n-tyypin puolijohteessa varauksenkuljettajina toimivat elektronit. P-tyypin alueen merkitys on kuitenkin suurin, sillä sen tuottamat aukot pienentävät jännitehäviötä pelkkään MOSFET:iin verrattuna. Lisäksi p-tyypin alueen vuoksi IGBT:llä ei ole sisäistä diodia kuten MOSFET:lla. Tästä syystä esimerkiksi siltakytkennöissä IGBT:n rinnalle joudutaan aina kytkemään diodi. Se ei kuitenkaan ole pelkkä haitta, sillä rinnakkainen diodi voidaan valita vapaasti ilman, että IGBT:n ominaisuuksissa joudutaan tekemään kompromisseja. IGBT:tä ohjataan sen MOSFET-osan hilajännitteellä, jolla puolestaan ohjataan PNP-transistorin kantavirtaa. [5]

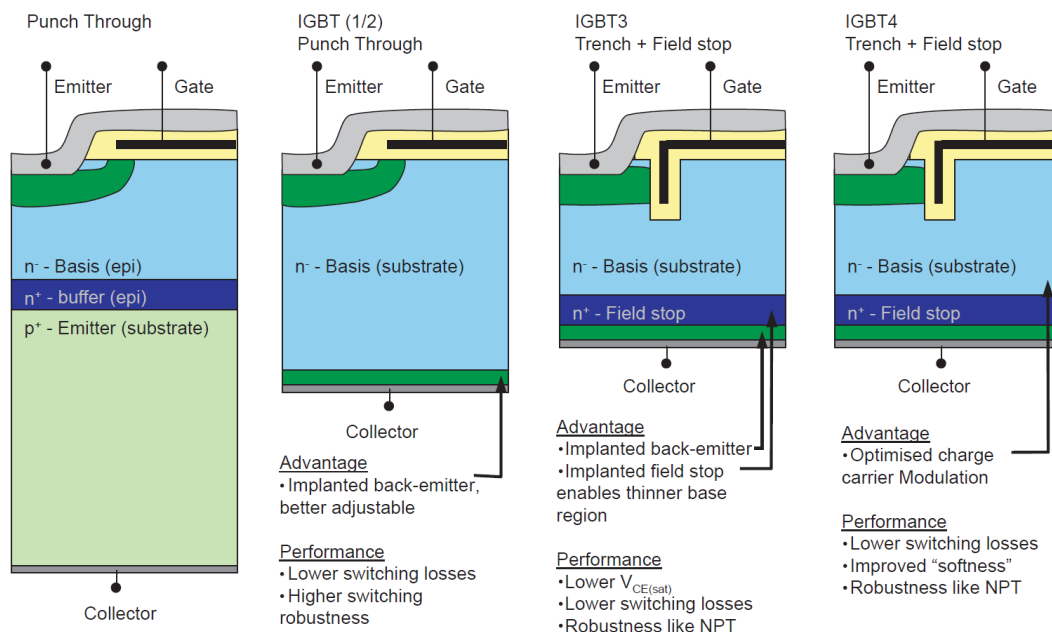
NPN- ja PNP-transistorit puolestaan muodostavat yhdessä parasiittisen tyristorin, mikäli npn-transistori alkaa johtaa. Tästä syystä resistanssi pyritään tekemään mahdollisimman pieneksi, jotta näin ei kävisi.



Kuva 5: IGBT:n rakenne [6]

IGBT:n toimintaa on pyritty parantamaan komponentin historian aikana ja niitä onkin valmistettu monella eri tekniikalla. Erilaisilla ratkaisuilla on pyritty parantamaan IGBT:n tärkeimpiä ominaisuuksia kuten jännite- ja virtakestoisuutta, johtotilan häviöitä ja kytkentähäviöitä.

IGBT:n valmistuksessa on kaksi päätekniikkaa, PT (Punch Through) ja NPT (Non Punch Through). Ensimmäiset IGBT:t valmistettiin PT-tekniikalla, mutta NPT tekniikka otettiin käyttöön nopeasti tämän jälkeen. NPT tekniikan etuina on oikosulkuvirran rajoittuminen hilajännitteen määräämään arvoon ilman parasiittisen tyristorin aktivoitumisvaaraa, pienemmät kytkentähäviöt ja jälkivirran riippumattomuus lämpötilasta. NPT tekniikan haittapuolena on kuitenkin suurempi jännitehäviö johtavassa tilassa. Muita parannuksia IGBT:n rakenteeseen on esimerkiksi niin kutsuttujen ”Field Stop”-kerroksen lisääminen ja ”Trench Gate”-rakenne. Field Stop-rakenteessa n^- ja p^+ -kerrosten väliin on lisätty ylimääräinen n^+ -kerros, jonka ansiosta n^- -kerrosta on voitu ohentaa ilman että jännitekestoisuus huonontuu, jolloin komponentin virrantiheyttä voidaan kasvattaa. Field Stop-tekniikalla jälkivirta on hieman suurempi, mutta vastaavasti se katkeaa nopeammin. Perinteisessä rakenteessa IGBT:n hila on tasomainen, mutta trench gate rakenteessa, jossa hila on upotettu piin pintaan syövytettyyn uraan. Tässä rakenteessa hilan aktiivinen pinta-ala on suurempi. Tällöin kanavan resistanssi pienenee ja tämä johtaa pienempiin johtotilan häviöihin, pienempiin kytkentähäviöihin ja suurempaan jännitekestoisuuteen. Näitä eri IGBT-sukupolvien erilaisia rakenteita ja niiden eroja havainnollistetaan kuvassa 6. IGBT3 ja IGBT4 näyttävät rakenteeltaan samalta, mutta näiden välisenä erona on, että IGBT4:n solujen välisiä etäisyyksiä on pienennetty parempien ominaisuuksien kuten pienempien johtohäviöiden saavuttamiseksi. Vastaavasti tämä kasvattaa komponentin lämpöresistanssia $R_{th(j-c)}$. Suorituskyvyn kasvu onkin saavutettu pääasiassa kasvattamalla suurinta sallittua liitoslämpötilaa. [5] [7]



Kuva 6: IGBT rakenteet eri tekniikoilla [7]

IGBT-komponentteja on saatavilla pakattuna erilaisiin koteloihin joko yksittäisinä komponentteina tai samaan koteloon voi olla pakattuna useampia tehopuolijohteita. Tällaisia useampia tehopuolijohteita sisältäviä pakkauksia kutsutaan tehomoduuileiksi. Pakkauksen tehtävänä on yhdistää tehopuolijohde muihin osiin kuten ohjauselektroniikkaan ja päävirtapiiriin. Lisäksi kotelon pohjalevyn täytyy johtaa komponentin tuottama lämpö pois tehopuolijohteesta mahdollisimman tehokkaasti. Kotelointi on erityisen tärkeää myös komponentin eliniän kannalta, sillä pakkauksen tehtävä on myös suojata herkkiä komponentteja ulkoisilta tekijöiltä kuten esimerkiksi kosteudelta. Tehomodiuilin rakenteella voi olla yhtä suuri vaikutus kokonaisuuden kannalta kuin käytetyllä puolijohdetekniikalla. [8]

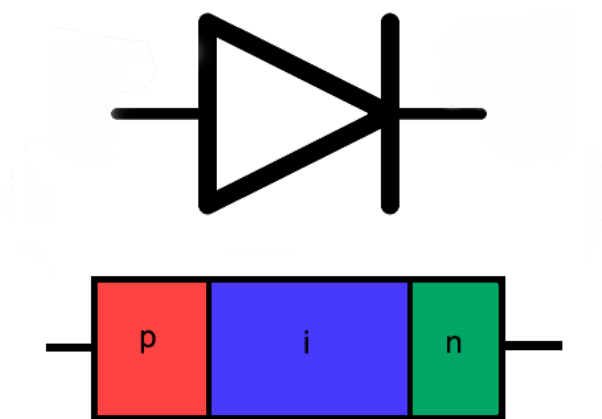
Tehomodiuilin valintaan vaikuttavat tyypillisesti vaadittava virta- ja jännitekestoisuus sekä häviöteho. Lisäksi tehomodiuilien rakenne voi vaihdella käyttötarkoituksen mukaisesti. Moduuli voi sisältää esimerkiksi vain yhden IGBT:n ja vastadiodin, yhden vaihtosuuntaajan haaran tai kokonaisen vaihtosuuntaajan eli kokosillan. Kuvassa 7 esitetään esimerkkinä työn kokeellisessa osuudessa käytetyt IGBT-tehomodiuilityypit.



Kuva 7: Työssä käytetyt IGBT-tehomodiuilityypit (PrimePACK™)

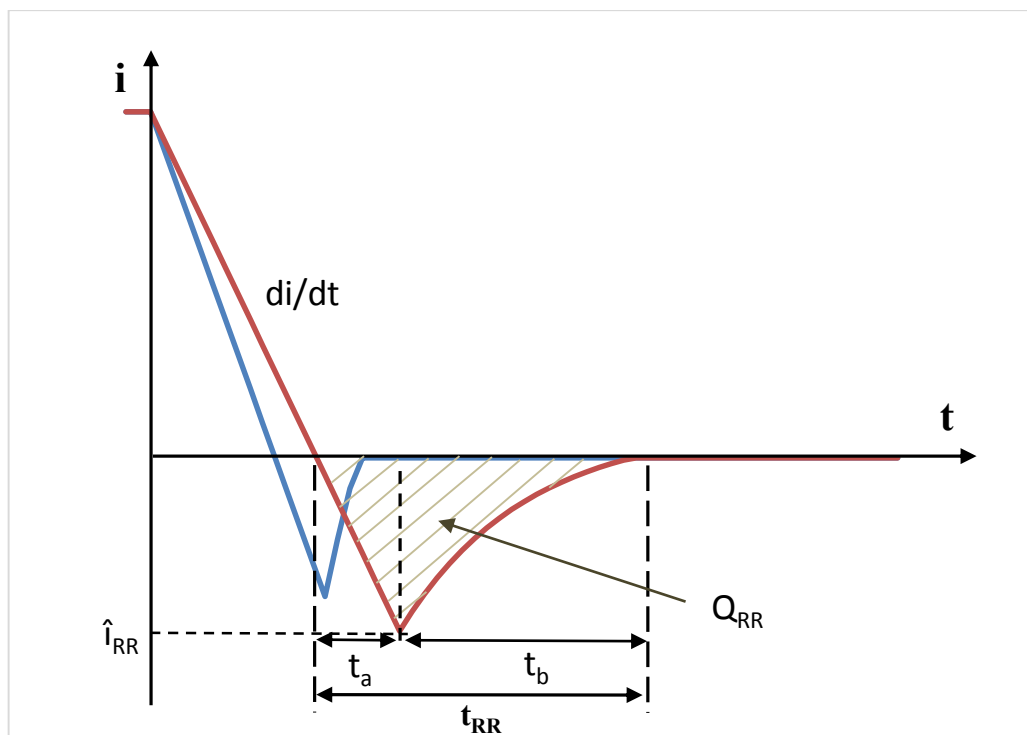
3.2 Diodit ja tehodiodit

Tehodiodit eroavat tavallisista pienitehoisista pn-diodeista siten, että niihin on lisätty heikosti seostettu i(n)-tyyppinen (i = intrinsic) alue komponentin keskelle jännitekestoisuuden parantamiseksi. Tämä alue myös kasvattaa diodin päästöjännitettä i(n)-alueen suuremman resistanssin takia. Johtavassa tilassa i(n)-alueella on yhtä paljon aukkoja ja elektroneja, ja varauksenkuljettajien rekombinoituminen tapahtuu p+ ja n+ alueella. Johtavassa tilassa pin-diodin toiminta ei muuten eroa tavallisesta diodista, mutta virran pienenentyessä erona on se, että i(n)-alueen varauksenkuljettajat eivät ehdi muuttua ja diodi on edelleen johtavassa tilassa. Virta voi siis kääntyä kulkemaan diodissa estosuuntaisesti, kunnes varauksenkuljettajat ovat tyhjentyneet i(n)-alueelta. Tätä estosuuntaista virtaa kutsutaan diodin takavirraksi i_{rr} . Tehodiodit voidaan jakaa nopeisiin ja hitaisiin diodeihin takavirran kestoajan t_{rr} perusteella. Nopeiksi diodeiksi luetaan diodit, joiden takavirran kesto aika on alle 10µs. [5]



Kuva 8: Pin-diodin rakenne

Hakkuriteholähteissä ja vaihtosuuntaajissa useimmiten käytetään nopeita diodeja, koska suuren kytkentätaajuuden takia tavallisten diodien kytkentähäviöt ja takavirta olisivat liian suuria. Nopeiden diodien rakenne on optimoitu siten, että varauksenkuljettajien rekombinoituminen olisi mahdollisimman nopeaa ja takavirta ja sen kesto olisivat mahdollisimman pienet. Vastaavasti nopeiden diodien päästöjännite ja estosuuntainen virta ovat suurempia kuin tavallisilla diodeilla, ja tästä syystä nopeiden diodien virta- ja jännitekestoisuus ovat myös pienempiä. Diodien, joiden jännitekestoisuus on optimoitu mahdollisimman suureksi, takavirta katkeaa nopeasti ja suuri virran muutosnopeus virtapiirin hajainduktansseissa voi aiheuttaa suuren jännitepiikin. Tätä takavirran nopeaa katkaisua kutsutaan ”snap-off”-ilmiöksi. Vastaavasti on myös olemassa pehmeästi toipuvia diodeja, joiden takavirta katkeaa pyöreämmin. Kuvassa 9 havainnollistetaan kahden erilaisen tehodiodin takavirran käyttäytymistä.



Kuva 9: Diodin takavirtakäyttäytyminen

Diodin takavirtapiikin suuruus voidaan laskea yhtälön takavirran nousuajan t_a ja virran muutosnopeuden di/dt avulla yhtälön (1) mukaisesti.

$$i_{RR} = t_a \frac{di}{dt} \quad (1)$$

Lisäksi takavirran huippuarvo voidaan laskea virran muutosnopeudesta ja takavirran aiheuttamasta varauksesta yhtälön (2) mukaisesti.

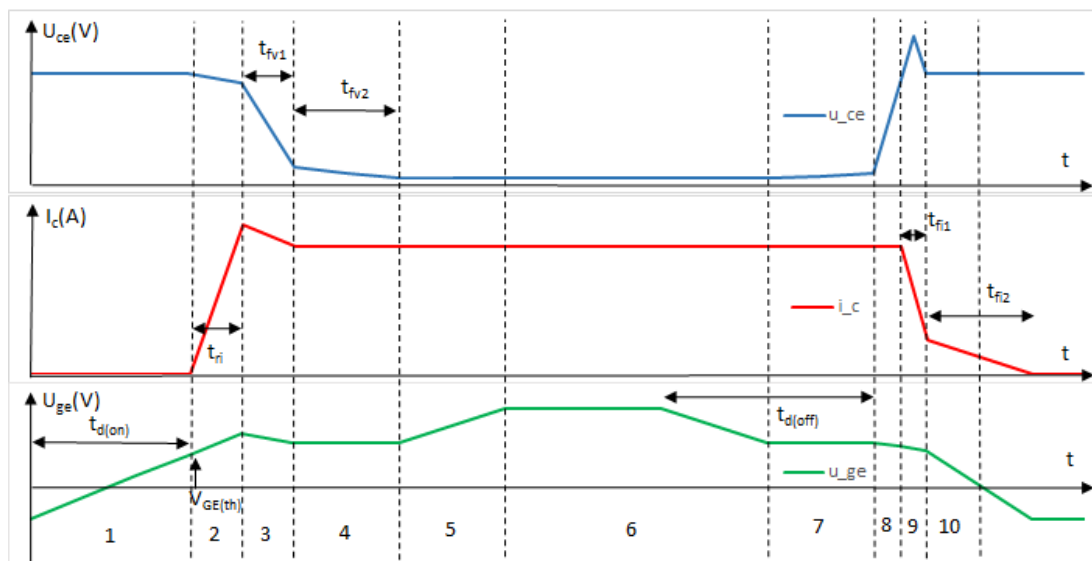
$$\hat{i}_{RR} = \sqrt{Q_{RR} \frac{di}{dt}} \quad (2)$$

Takavirran aiheuttama varaus Q_{RR} saadaan laskettua yhtälön (3) mukaisesti takavirran kestoajasta ja huippuarvosta, kun takavirran käyrämuoto oletetaan olevan symmetrisen kolmion muotoinen. Esimerkiksi takavirran varausta hyödynnetään luvussa 3.6 käsiteltävässä kytkentähäviöiden laskennassa. [9]

$$Q_{RR} = \hat{i}_{RR} \frac{t_{RR}}{2} \quad (3)$$

3.3 Kytkentäkäyttäytyminen

IGBT:tä ohjataan se MOSFET-osan hilalla, joka puolestaan ohjaa pnp-transistorin kantavirtaa. Tästä syystä päällekytkennässä MOSFET-osan ominaisuudet ovat määräävässä osassa. Kytkentäkäyttäytymistä havainnollistetaan kuvassa 10, jossa esitetään kollektori-emitterijännitteen, kollektorivirran ja hilajännitteen teoreettiset käyrämuodot induktiivisella kuormalla sekä päällekytkentä- että virran katkaisuhetkellä.



Kuva 10: IGBT:n teoreettinen kytkentäkäyttäytyminen induktivisella kuormalla

Hetkellä 1 hilaohjain lähtee lataamaan hilakapasitanssia ja ajan $t_{d(on)}$ hilakapasitanssi latautuu tasaisella nopeudella, kunnes hilajännite U_{ge} saavuttaa IGBT:lle ominaisen kynnysjännitteen $U_{ge(th)}$. Tämän jännitteen ylittyttyä hetkellä 2 IGBT alkaa johtaa ja virta kasvaa nopeasti ajassa t_{ri} ja vastaavasti diodin virta pienenee. Virran nousunopeus puolestaan riippuu hilavirrasta ja IGBT:n transkonduktanssista eli kulmakertoimesta, joka kuvaa kollektorivirran ja hilajännitteen välistä riippuvuutta. IGBT:n transkonduktanssi on ominainen kullekin IGBT-tyypille ja tästä esimerkkinä kuvassa 11 esitettyjen käyrien kulmakertoimesta voidaan nähdä erään IGBT:n transkonduktanssi eri lämpötiloissa. Diodin virta vaihtaa lopulta suuntaansa ja virrassa nähtävä ylitys johtuu vastadiodin takavirrasta.

Hetkellä 3 diodin takavirta katkeaa ja U_{ge} on noussut tasolle, joka riittää ylläpitämään tarvittavaa kollektorivirtaa i_c , tällöin kollektori-emitteri -jännite laskee nopeasti vastadiodin jännitteen kasvaessa vastaavasti. Myös jännitteen muutosnopeuteen vaikuttaa kyseisellä hetkellä kulkeva hilavirta. Tästä voidaan huomata, että päällekytkennässä sekä virran että jännitteen muutos tapahtuvat eri aikaan. Tämä puolestaan tarkoittaa sitä, että kumpaankin näistä on mahdollista vaikuttaa erikseen hilavirran avulla, mikäli hilavirtaa voidaan muuttaa kytkentätapahtuman aikana. Tarkemmat yhtälöt hilaohjauksen vaikutuksesta esitetään kappaleessa 3.4. Tämän jälkeen hetkellä 4 hilajännite pysyy vakioarvossa Miller-kapasitanssin takia siihen asti, kunnes kollektori-emitteri-jännite ei enää pienene. Lopulta hetkellä 5 hila varautuu hitaasti lopulliseen jännitteeseen, joka on useimmiten suuruusluokaltaan noin 10–15 V.

Hetkellä 6 IGBT on johtavassa tilassa ja virran katkaisu alkaa, kun hilajännite kytketään estotilan arvoonsa ja hilajännite lähtee laskemaan. Tämä jännite voi olla suuruusluokaltaan -15–0 V. Kollektorivirta ja jännite pysyvät muuttumattomina, kunnes hilajännite on laskenut tasolle $U_{ge(ion)}$, joka riittää ylläpitämään kyseisen kollektorivirran. Tähän kulunutta aikaa $t_{d(off)}$ kutsutaan katkaisuviiveeksi. Hetkellä 8 kollektorivirran alkaessa rajoittua kollektori-emitteri-jännite alkaa nousta ja hilavirta vaikuttaa nopeuteen, jolla kollektori-emitteri -jännite kasvaa. Hilajännitteen lasku

puolestaan keskeytyy Miller-kapasitanssin vaikutuksesta. IGBT:n MOSFET-osa määrittää katkaisuviiveen $t_{d(off)}$ ja jännitteen nousuajan t_{rv} . Hetkellä 8 U_{CE} nousee nopeasti, MOSFET-osan alkaessa katkaista virtaa. MOSFET-osan katkaistua pnp-transistoriosan kantavirran, alkaa pnp-osa katkaista virtaansa, jolloin virta siirtyy kulkemaan vastadiodin kautta. Tämän jälkeen hetkellä 10 pnp-osan läpi kulkee vielä jälkivirtaa, joka loppuu vasta kaikkien varauksenkuljettajien loputtua pnp-transistorin kannalta. [5] [6]

3.4 Dynaaminen käyttäytyminen

IGBT:n dynaamiseen käyttäytymiseen vaikuttaa komponentin ominaisuuksien lisäksi hilaohjaus. Kuten edellisessä luvussa huomattiin, IGBT:n virran ja jännitteen muutokset tapahtuvat eri hetkellä, joten niihin vaikuttavat myös hieman eri asiat.

$$\frac{di_c}{dt} \approx \frac{i_G}{C_{GE}} \left(g_m + u_{GE} \frac{dg_m}{du_{GE}} \right) \quad (4)$$

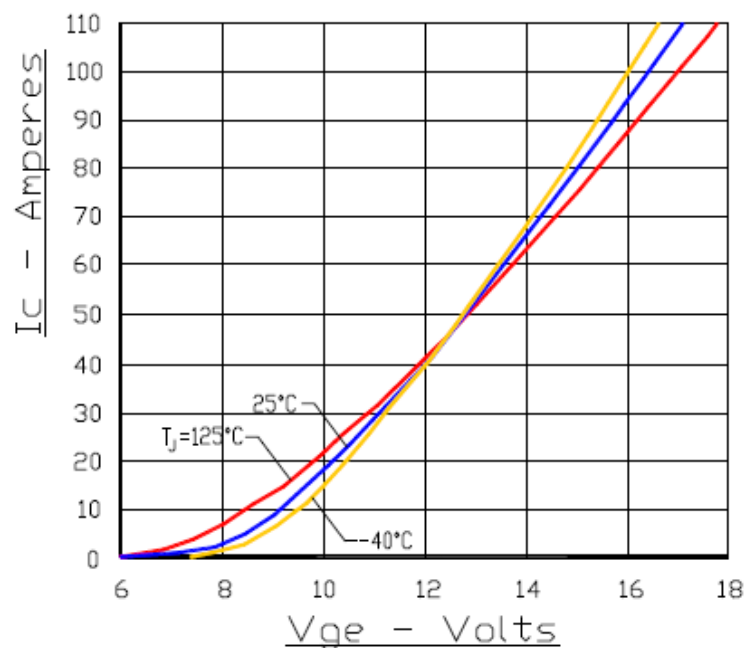
Virran muutosnopeudelle tunnetaan yhtälö (4), josta nähdään, että nousunopeuteen vaikuttavat hilavirta i_G , hilakapasitanssi C_{GE} ja IGBT:n transkonduktanssi g_m [10]. IGBT:n transkonduktanssi riippuu voimakkaasti puolijohteen liitoslämpötilasta, kuten nähdään kuvasta 11, jossa transkonduktanssi tarkoittaa käyrän kulmakerrointa tietyssä pisteessä. Transkonduktanssi voidaan esittää yhtälön (5) avulla virran ja hilajännitteen muutosnopeuden suhteena. Korkeammassa lämpötilassa IGBT:n kynnysjännite laskee, mutta vastaavasti transkonduktanssi pienenee, mikä puolestaan tarkoittaa sitä, että päällekytkennässä kollektorivirta lähtee nousemaan pienemmällä hilajännitteellä, mutta vastaavasti suurella kollektorivirralla tarvitaan suurempi hilajännite virran ylläpitämiseksi.

$$g_m = \frac{di_c}{du_{GE}} \quad (5)$$

Kollektori-emitterijännitteen u_{ce} muutoksen aikana hilajännite pysyy vakiona Miller-kapasitanssin takia, ja tästä syystä U_{ce} -jännitteen muutos riippuu hilavirrasta ja Miller-kapasitanssista yhtälön (6) mukaisesti.

$$\frac{du_{ce}}{dt} = - \frac{i_G}{C_{GC}} \quad (6)$$

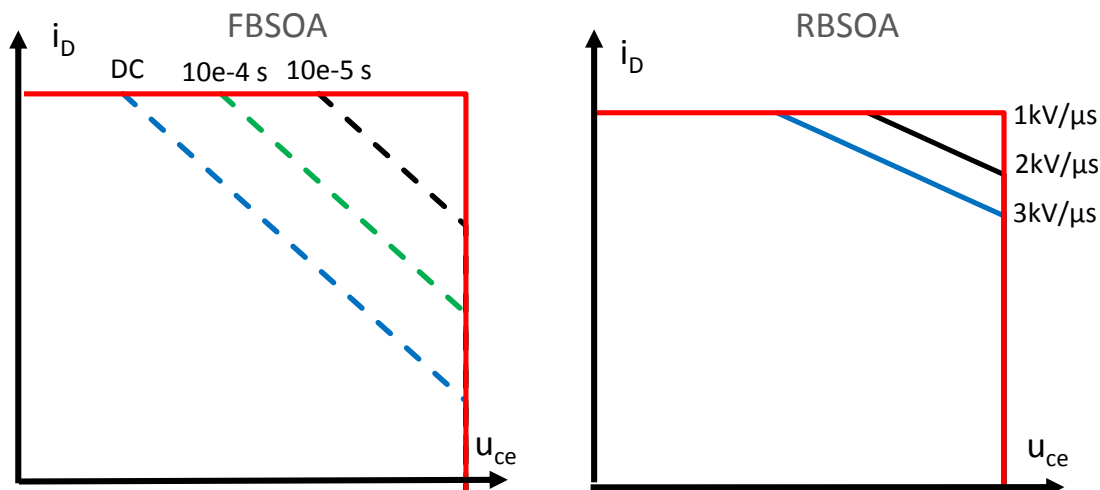
IGBT:n käyttäytymiseen vaikuttavat sen sisäisten ominaisuuksien lisäksi myös ulkoiset tekijät, kuten lämpötila, kollektorivirta ja hilajännite.



Kuva 11: IGBT:n kollektorivirran ja hilajännitteen riippuvuus [11]

IGBT:n valinnassa ja hilaohjaimen mitoituksessa on aina otettava huomioon, että komponentti pysyy sen turvallisella toiminta-alueella kaikissa tilanteissa ja olosuhteissa, joita komponentti voi joutua kohtaamaan. Turvallinen toiminta-alue tarkoittaa virta- ja jännitealuetta, jolla IGBT:tä voidaan käyttää ilman vaaraa komponentin rikkoutumisesta. IGBT:n jännitekestoisuus riippuu pienellä virralla transistorin kollektori-emitterijännitekestoisuudesta. Virtakestoisuus pienellä jännitteellä puolestaan riippuu lähinnä parasiittisen tyristorin lukkiutumisilmiöstä. Lukkiutumisella tarkoitetaan sitä, että parasiittisen tyristorin alkaessa johtaa IGBT ei enää ole ohjattavissa hilajännitteen avulla. Turvallinen toiminta-alue jaetaan kahteen osaan: myötäsuuntaiseen turvalliseen toiminta-alueeseen (FBSOA) ja estosuuntaiseen turvalliseen toiminta-alueeseen (RBSOA).

Myötäsuuntaista toiminta-aluetta rajoittaa IGBT:n kuumeneminen, ja tästä syystä lyhyellä pulssilla myötäsuuntainen toiminta-alue on neliön muotoinen. Estosuuntaista toiminta-aluetta rajoittaa IGBT:n lukkiutuminen, joka voi tapahtua, kun kollektori-emitterijännitteen muutosnopeus du_{ce}/dt on suuri.



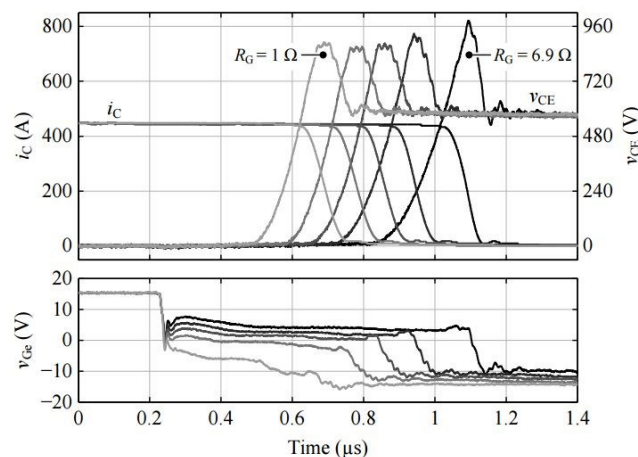
Kuva 12: Esimerkki IGBT:n turvallisesta toiminta-alueesta. Muokattu lähteestä [12]

3.5 Ohjaus

Vaikka IGBT onkin jännitteellä ohjattava komponentti, se tarvitsee silti hilaohjainpiirin, joka muuntaa kytkentälogiikan antamat käskyt sopivalle tasolle. Hilaohjain puolestaan vaikuttaa merkittävästi IGBT:n käyttäytymiseen kuten esimerkiksi virran ja jännitteen nousunopeuksiin, kytkentäviiveisiin sekä jännite- ja virtapiikkeihin. Lisäksi kytkennän hajasuureet muodostavat eroja kytkentäohjeiden ja todellisten kytkentöjen välille. IGBT:tä ohjataan sen MOSFET-osalla, joka puolestaan ohjaa pnp-transistoriosaa, ja tästä syystä hilaohjain vaikuttaa erityisesti päällekytkentänopeuteen ja kytkentähäviöihin.

Kuvassa 10 esitetystä IGBT:n kytkentäkäyttäytymisestä voidaan huomata, että jännitteen ja virran muutokset tapahtuvat peräkkäin eli on siis mahdollista muuttaa jännitteen ja virran muutosnopeutta erikseen. Esimerkiksi kuvan 10 hetkellä 2 ladataan hilakapasitanssia C_{GE} ja virran nousunopeutta voidaan muuttaa hilavirtaa muuttamalla. Vastaavasti hetkellä 3 ladataan Miller-kapasitanssia C_{GC} , ja tällöin hilavirran suuruus vaikuttaa jännitteen laskunopeuteen. Jännitteen ja virran nousunopeuden erillisessä säädössä haastavaa on ajoituksen toteuttaminen, koska kuten kuvasta 11 nähdään, IGBT:n kynnysjännite muuttuu lämpötilan funktiona. Tämä puolestaan vaikuttaa kytkentäviiveeseen ja -nopeuteen.

Hilaohjauksella voidaan vaikuttaa myös virran katkaisuun, mutta tässä on huomattavia eroja eri IGBT-tekniikoiden välillä. Hetkellä 8 ja 9 hilavirran avulla voidaan vaikuttaa jännitteen ja virran nousunopeuteen. Kuitenkin erityisesti Trench-FS -tyyppisille IGBT:lle on ominaista, että hilaesistanssin kasvattaminen virran katkaisussa pienentää jännitteen muutosnopeutta, mutta vastaavasti voi kasvattaa virran muutosnopeutta. Tämä puolestaan aiheuttaa suuremman jännitepiikin kytkentähetkellä [10]. Lisäksi IGBT:n jälkivirtaan ei juurikaan voida vaikuttaa hilaohjauksella, vaan se riippuu lähinnä pnp-osan ominaisuuksista [5]. Kuvassa 13 esitetään Trench-FS-tyyppisen IGBT:n kytkentäkäyttäytyminen virran katkaisussa erisuuruksilla hilavastuksilla.



Kuva 13: Trench-FS IGBT:n toiminta virran katkaisussa eri hilaresistansseilla.
Muokattu lähteestä [10]

3.5.1 Hilaohjain

Hilaohjain on vahvistin, joka vahvistaa kytkentälogiikan antamat käskyt tehopuolijohteelle sopivalle tasolle. Käytännössä hilaohjaimen tehtävä on purkaa ja varata hilakapasitanssia, joka mahdollistaa IGBT:n toiminnan. Hilaohjaimella on siis suuri merkitys IGBT:n toimintaan. Yksinkertaisimmillaan hilaohjainta käytetään vain kytkemään IGBT päälle tai pois, mutta hilaohjaimeen voidaan myös sisällyttää monimutkaisempia toimintoja kuten virran ja jännitteen muutosnopeuden säätö ja erilaisia suojaustoimintoja.

Hilaohjain voi perustua joko virta- tai jännitelähteeseen. Jännitelähteeseen perustuvan hilaohjaimen etuna on esimerkiksi se, että hilaohjaimessa syntyvät häviöt tuotetaan hilavastuksissa eikä virtalähteessä. Lisäksi hilavastuksen avulla voidaan helposti säätää hilavirran suuruutta. Perinteinen hilaohjain koostuu kiinteistä passiivisista komponenteista. Useimmiten sekä päälle- että poiskytkennälle on omat vastuksensa. Päällekytkentävastuksen R_{gON} tarkoituksena on rajoittaa päällekytkentähetkellä tapahtuvaa virtapiikkiä, ja vastaavasti poiskytkentävastuksen tarkoituksena on rajoittaa virran katkaisuhetkellä syntyvää jännitepiikkiä. IGBT:n hilalle on myös mahdollista lisätä kapasitanssia, jonka avulla voidaan kasvattaa hilajännitteen nousuaikaa, ja tällä puolestaan voidaan vähentää virran nousunopeutta ilman, että jännitteen nousunopeus muuttuu. Yhtälöistä (1) ja (2) nähdään, että hilakapasitanssin lisääminen pienentää virran muutosnopeutta, ja Miller-kapasitanssin lisääminen pienentää jännitteen muutosnopeutta.

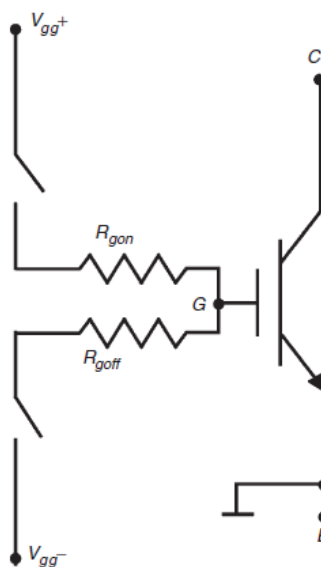
Perinteisellä hilaohjaimella hilavastuksen suuruus määrää hilavirran yhtälön (7)(7) mukaisesti. Mikäli päälle- ja poiskytkennälle on omat vastuksensa, ne määräävät erikseen hilavirran sekä päälle että poiskytkennässä.

$$i_G = \frac{U_{gg+} - U_{gg-} - U_{Ge}}{R_G} \quad (7)$$

Perinteisen hilaohjaimen mitoituksessa vastuksen R_{goff} ja negatiivisen hilajännitteen suuruudella voidaan vaikuttaa jännitteen nousunopeuteen ja virran laskunopeuteen virran katkaisussa. IGBT:n virrankatkaisuun on kuitenkin vaikeampi vaikuttaa hilaohjauksen avulla, sillä esimerkiksi trench gate -tyyppisten IGBT:n kohdalla resistanssin R_{goff} kasvattaminen hidastaa jännitteen nousunopeutta, mutta virran muutosnopeus puolestaan

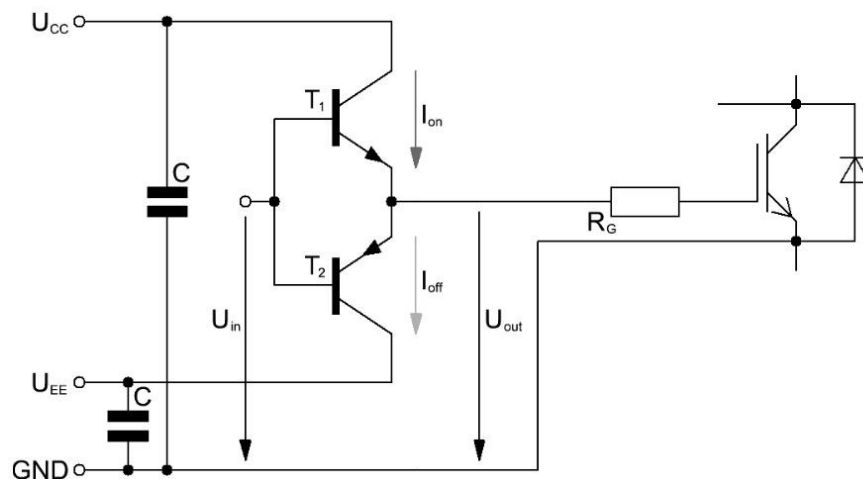
voi kasvaa [10]. Päälekytkennässä jännitteen laskunopeuteen ja virran nousunopeuteen voidaan vaikuttaa vastuksen R_{gon} avulla. R_{gon} valitaan perinteisesti optimoimalla kytkentähäviöitä. Lisäksi kuitenkin tulee ottaa huomioon vastadiodin takavirtaominaisuudet. Diodin takavirran aiheuttama jännitepiikki ei saa ylittää IGBT:n jännitekestoisuutta. Kytkentähäviöiden näkökulmasta hilavastus R_{gon} mitoitetaan mahdollisimman pieneksi, mutta lisäksi on otettava huomioon hilan värähtely. Hilaohjaimen hajainduktanssi voi aiheuttaa värähtelyä hilajännitteessä, joten hilavastuksen tulee olla riittävän suuri kriittisen vaimennuksen takaamiseksi. Vähimmäishilavastus $R_{gon,min}$ saadaan yhtälön (8) mukaisesti, jossa L_{gl} on hilaohjainpiirin hajainduktanssi ja C_{ies} tehmoduulin tulokapasitanssi.

$$R_{gon,min} = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{gl}}{C_{ies}}} \quad (8)$$



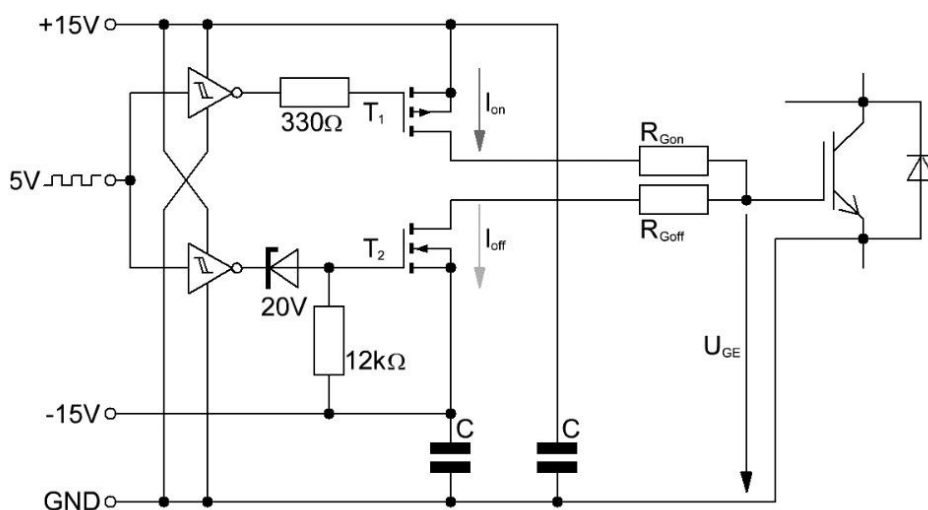
Kuva 14: Perinteinen hilaohjain erillisillä päälle- ja poiskytkentävastuksilla

Käytännössä tällaisen hilaohjaimen toteuttamiseen on olemassa lukuisia tapoja, mutta useimmiten käytettyjä ratkaisuja ovat BJT-emitteriseuraaja ja erilaiset MOSFET-hilaohjaimet. Kuvassa 15 esitetään yleinen bipolaaritransistoreilla toteutettu emitteriseuraajahilaohjainkytkentä. Emitteriseuraaja toimii siten, että transistorin lähtöjännite seuraa sen tulojännitettä. Lähtöjännite on kuitenkin aina transistorin jännitehäviön verran matalampi. Tämä häviöjännite on tyypillisesti noin 0,7 V. BJT-hilaohjaimen etuna on, että sitä voidaan ohjata analogisesti transistorin kantavirran avulla toisin kuin MOSFET hilaohjaimia, joita voidaan käyttää vain kytkiminä päällä- tai pois-tilassa. BJT-ohjain myös tarvitsee noin 15 V:n suuruisen ohjausjännitteen, joten logiikkatasoinen signaali täytyy ensin nostaa transistorille sopivalle tasolle.



Kuva 15: Emitteriseuraajahilaohjain [8]

Toinen yleisesti käytetty hilaohjaintopologia on kuvassa 16 MOSFET push-pull -hilaohjain, jossa päällekytkentä toteutetaan yhdellä p-MOS-transistorilla ja vastaavasti katkaisu yhdellä n-MOS-transistorilla. MOSFET-hilaohjaimen etuna BJT:hen verrattuna ovat sen pieni ohjausvirran tarve, nopeus ja pienet häviöt. [8]



Kuva 16: MOSFET push-pull -hilaohjain [8]

3.6 Häviöt tehopuolijohteessa

Tehopuolijohteessa muodostuvat häviöt voidaan jaotella esto-, päällekytkentä-, johto-, ja katkaisuhäviöihin. Komponentissa muodostuu häviöitä aina, kun komponentin yli vaikuttaa jännite ja sen läpi kulkee virta. Yleensä kuitenkin vuotovirta estotilassa on niin pieni, että se voidaan jättää huomioimatta, eli $I_{off} = 0$. Yleensä päällekytkentä- ja katkaisuhäviöt summataan ja puhutaan kytkentähäviöistä. Päällekytkennässä häviöt muodostuvat kolmesta osasta: virran ja jännitteen muutosnopeudesta riippuvista komponenteista ja vastadiodin takavirran aiheuttamasta komponentista. Kytkentätapahtuman aikana virran ja jännitteen muutokset oletetaan lineaarisiksi kuten esitetään kuvassa 17. [5] [9]

$$E_{on} = E_{on,di/dt} + E_{on,du/dt} + E_{on,irr} \quad (9)$$

Päällekytkentähetkellä virran muutoksen aikana saadaan yhtälön (10) mukaisesti, jossa ensimmäinen osa kuvaa virran muutoksen aikana tapahtuvaa häviöenergiaa ja toinen osa piirin hajainduktanssiin L_s varastoitunutta energiaa.

$$E_{on,di/dt} = \frac{i_L \cdot u_{DC}}{2} \cdot \frac{i_L}{|di_c/dt|} - \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot i_L^2 \quad (10)$$

Vastaavasti jännitteen muutoksesta muodostuva häviöenergia saadaan yhtälön (11) mukaisesti, mutta lisäksi huomioon otetaan hajainduktanssiin varastoitunut jännite, jota kuvaa hajakerroin σ_s .

$$E_{on,du/dt} = \frac{i_L \cdot u_{DC}}{2} \cdot \frac{u_{DC}}{|du_{ce}/dt|} \cdot (1 - \sigma_s)^2 \quad (11)$$

Hajakero σ_s kuvaa DC-jännitteen ja kommutointipiiriin hajainduktanssiin varastoituneen jännitteen suhdetta.

$$\sigma_s = \frac{L_s \cdot |di_c/dt|}{u_{DC}} \quad (12)$$

Vastadiodin takavirran aiheuttama häviöenergia puolestaan riippuu virran muutosnopeudesta di/dt , diodin takavirrasta aiheutuvasta varauksesta, DC-jännitteestä sekä hajakertoimesta σ_s yhtälön (13) mukaisesti.

$$E_{on,irr} = \left(i_L \cdot \sqrt{\frac{Q_{RR}}{|di_c/dt|}} + Q_{RR} \right) \cdot u_{DC} \cdot (1 - \sigma_s) \quad (13)$$

Katkaisuhäviöt koostuvat samaan tapaan kuin päällekytkentähäviöt sekä jännitteen että virran muutoksesta riippuvista komponenteista. Katkaisussa kuitenkin diodin takavirta ei aiheuta häviöitä vaan merkittävää on IGBT:n jälkivirran katkaisu. Lisäksi on huomattava, että hajainduktanssin vaikutus katkaisussa on päinvastainen päällekytkentään verrattuna, joten hajakertoimen ja hajainduktanssin etumerkki on päinvastainen. Häviöenergiat virran katkaisussa esitetään yhtälöissä (14)-(17).

$$E_{off} = E_{off,du/dt} + E_{off,di/dt} + E_{off,tail} \quad (14)$$

$$E_{off,du/dt} = \frac{i_L \cdot u_{DC}}{2} \cdot \frac{u_{DC}}{|du_{ce}/dt|} \cdot (1 + \sigma)^2 \quad (15)$$

$$E_{off,di/dt} = \frac{i_L \cdot u_{DC}}{2} \cdot \frac{i_L}{|di_c/dt|} + \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot i_L^2 \quad (16)$$

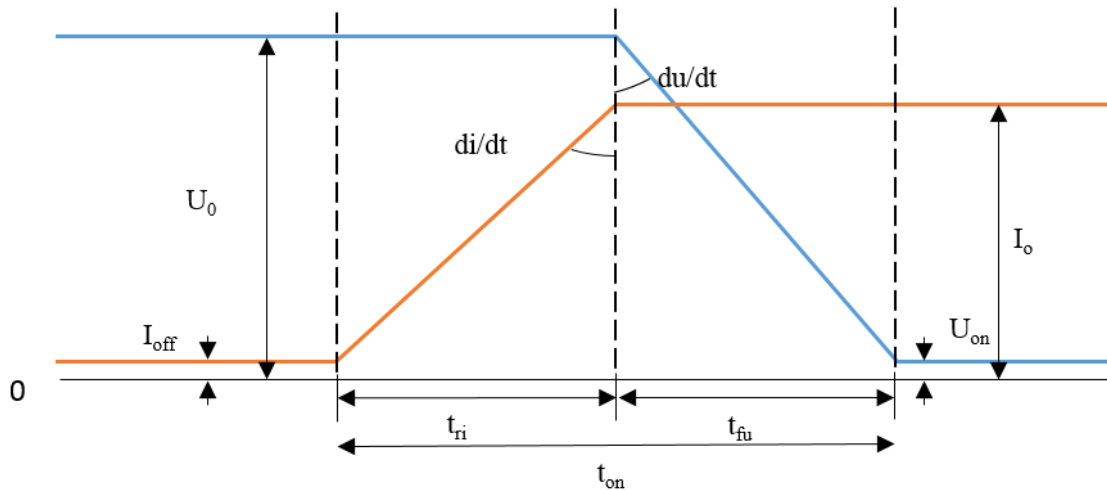
IGBT:n jälkivirtahäviöt saadaan kertomalla välipiirin jännitteestä ja IGBT:een varautuneesta varauksesta Q_t , joka puolestaan riippuu kyseisen komponentin varauksenkuljettajien eliniästä.

$$E_{off,tail} = u_{DC} \cdot Q_t \quad (17)$$

Kokonaiskytkentähäviöt saadaan kun päälle- ja poiskytkentähäviöt summataan keskenään yhtälön (18) mukaisesti.

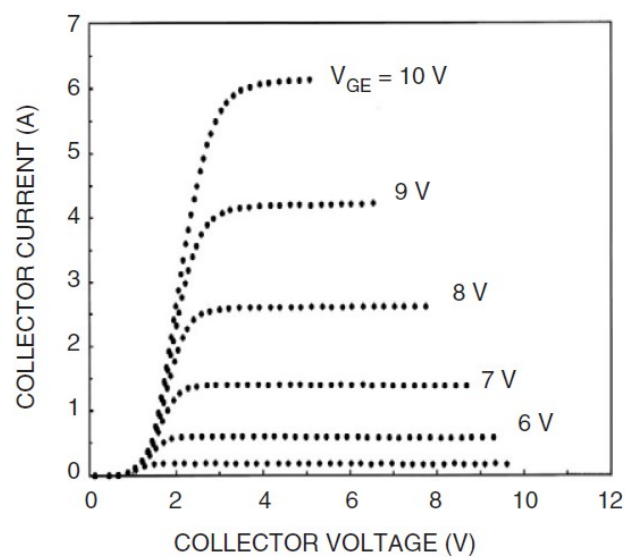
$$E_{sw} = E_{on} + E_{off} \quad (18)$$

Yhtälöt on johdettu tarkemmin lähteessä [9].



Kuva 17: Yksinkertaistettu malli IGBT:n päällekytkennästä.

Johtavassa tilassa IGBT:n häviöt saadaan yksinkertaisesti kollektorivirran I_C ja jännitteen V_{CE} tulosta. Hilajännite puolestaan vaikuttaa merkittävästi IGBT:n johtavan tilan häviöihin. Lisäksi hilajännitteen tulee olla riittävän suuri, jotta IGBT pysyy johtavana halutulla kollektorivirta-alueella. Tämä jännite voidaan tarkastaa IGBT:n datalehdessä.



Kuva 18: IGBT:n myötäsuntaiset ominaisuudet, esimerkki [13]

4 Sähkömagneettinen yhteensopivuus

Elektroniikan ja sähköisen viestinnän lisääntyminen on tuonut mukanaan haasteita, sillä monenlaisten elektronisten laitteiden on toimittava myös toistensa läheisyydessä. Elektroniikan lisääntyessä ja pakkautuessa yhä pienemmäksi mahdollisuus häiriöiden aiheuttamille ongelmille kasvaa. Lisäksi integroitujen piirien kellotaajuudet ja tehollähteiden puolijohdekytkimien kytkentänopeudet ovat kasvaneet merkittävästi ja tämä puolestaan lisää korkeataajuisia sähkömagneettisia häiriöitä.

Sähkömagneettiset häiriöt voivat aiheuttaa hyvin monenlaisia hättävää vaikutuksia. Laitteen sisäiset toiminnot eivät saa häiritä toistensa toimintaa. Toisaalta suunnittelussa täytyy myös ottaa huomioon se, että ulkoisten laitteiden aiheuttamat häiriöt eivät saa häiritä laitteen toimintaa. Monissa tapauksissa laitteen käyttöympäristössä saattaa olla hyvinkin paljon häiriöitä, jotka eivät saisi vaikuttaa toimintaan. Nykyään ei riitä, että laite toimii pelkästään itsenäisesti, vaan useimmiten se on osana monimutkaisempaa järjestelmää, jonka tulee toimia yhtenäisenä kokonaisuutena. Tästä syystä myös ulkoisten häiriöiden sietokyky on erittäin tärkeää. Langattomat tiedonsiirtomenetelmät ovat yhä tärkeämmässä osassa myös tulevaisuudessa, ja tästä syystä niiden häiriöttömään toimintaympäristöön on kiinnitettävä huomiota. Radiotaajuiset säteilemällä etenevät häiriöt voivat pahimmillaan estää esimerkiksi radiolaitteiden toiminnan. Näistä syistä on luotu yhteisiä säännöksiä, joiden tarkoituksena on varmistaa erilaisten sähköisten laitteiden toiminta niille tarkoitettussa toimintaympäristössä.

EMC eli sähkömagneettinen yhteensopivuus tarkoittaa elektronisen laitteen kykyä toimia suunnitellulla tavalla sille ominaisessa sähkömagneettisessa toimintaympäristössä myöskään tuottamatta kohtuuttomasti sähkömagneettisia häiriöitä ulkopuolelleen. EMC:hen kuuluu siis kaksi osa-aluetta, jotka ovat laitteen lähettämät häiriöt eli emissiot ja häiriöalttius. Häiriöalttius tai päinvastaisesti häiriösietoisuus tarkoittaa suurinta mahdollista häiriötasoa, jolla laite vielä toimii kohtuullisesti ilman ongelmia. Emissiot puolestaan kuvaavat laitteen lähettämien häiriöiden voimakkuutta ja siten todennäköisyyttä, jolla laite voi aiheuttaa häiriöitä toisissa laitteissa. Emissioiden vähentäminen on erittäin tärkeää, sillä yhden laitteen emissioiden vähentäminen saattaa vähentää häiriöiden aiheuttamia ongelmia useissa muissa samaan järjestelmään liittyvissä laitteissa.

Sähköisten laitteiden ja automaation määrä on lisääntynyt nopeasti ajoneuvoissa ja työkoneissa. Yhä suurempaa osaa ajoneuvojen toiminnoista ohjataan sähköisesti. Lisäksi erilaisia langattomia tiedonsiirtomenetelmiä tullaan hyödyntämään tulevaisuudessa yhä enemmän. Tästä syystä on erittäin tärkeää ottaa huomioon näiden laitteiden toimintaympäristö, jotta erilaisten laitteiden toisilleen aiheuttamat häiriöt saadaan minimoitua.

Jotta on mahdollista ymmärtää häiriöiden käyttäytymistä, täytyy ymmärtää niiden peruseräatteen. Luvussa 4.1 käsitellään yleisesti, millä tavoin erilaiset häiriöt etenevät ja kytkeytyvät eri laitteiden välillä. Luvussa 4.2 puolestaan perehdytään tarkemmin häiriöiden syntyyn erityisesti vaihtosuuntaajan osalta. Sähkömagneettisesta yhteensopivuudesta puhuttaessa ei voida myöskään sivuuttaa aiheeseen liittyvien säännösten ja standardien merkitystä. Luvussa 4.3 käsitellään vaihtosuuntaajaa ja ajoneuvo- tai työkonekäyttöä koskevia tärkeimpiä standardeja. Luvussa 4.4 käsitellään muita vaihtosuuntaajan toiminnasta aiheutuvia haitallisia ilmiöitä, jotka liittyvät samaan ilmiöön kuin sähkömagneettisten häiriöiden synty. Luvussa 4.5 esitellään tyypillisimpiä

menetelmiä vaihtosuuntaajan tuottamien häiriöiden vähentämiseen ja pohjustetaan hilaohjauksen valintaa työn tutkimuskohteeksi.

4.1 Häiriöiden kytkeytyminen

Häiriöiden kytkeytymiselle on olemassa neljä perustapaa, jotka ovat galvaaninen, induktiivinen, kapasitiivinen ja säteilemällä tapahtuva kytkeytyminen. Galvaaninen eli johtumalla tapahtuva kytkeytyminen tapahtuu, kun häiriö pääsee johtumaan laitteeseen ja mahdollisesti aiheuttamaan virhetoimintoja. Matalataajuiset sähkömagneettiset häiriöt kytkeytyvät tyypillisesti johtumalla. Esimerkiksi piirilevyn, maadoituksen tai johdotuksen suunnittelussa tehdyt virheet voivat aiheuttaa tahattomia kytkentöjä.

Induktiivinen eli magneettinen kytkeytyminen on toinen tyypillisimmistä sähkömagneettisten häiriöiden kytkeytymistavoista. Ampèren lain (19) mukaan johtimessa kulkeva virta synnyttää ympärilleen magneettikentän, joka on verrannollinen virran suuruuteen ja kääntäen verrannollinen etäisyyteen johtimesta. Lähtevän sähkövirran on oltava aina yhtä suuri kuin palaava virta. Tästä puolestaan muodostuu silmukka, joka synnyttää ympärilleen magneettikentän. Staattinen magneettikenttä ei itsessään aiheuta häiriöitä laitteessa, mutta Faradayn lain (20) mukaan muuttuva magneettikenttä indusoituu johdinsilmukkaan ja aiheuttaa jännitteen, jonka suuruus riippuu magneettivuon muutosnopeudesta. [14]

$$H(r) = \frac{I}{2\pi} \quad (19)$$

$$E = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (20)$$

Kapasitiivinen kytkeytyminen eli sähkökentän välityksellä tapahtuva kytkeytyminen on mahdollista, kun häiriö pääsee kytkeytymään kahden johtimen välille muodostuvan kapasitanssin kautta. Kahden johdetason väliselle kapasitanssille tunnetaan yhtälö (21), josta nähdään, että kapasitanssin suuruus riippuu tasojen välisestä pinta-alasta ja niiden etäisyydestä. Tämä tunnetaan myös levykondensaattorin kapasitanssin yhtälönä. Vastaava yhtälö voidaan johtaa myös muunlaisille tilanteille, kuten esimerkiksi kahden johtimen väliselle kapasitanssille.

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} \quad (21)$$

Sekä kapasitiivista, että induktiivista kytkentää voidaan vähentää etäisyyttä kasvattamalla, ja tästä syystä toisiaan häiritsevät piirit tulisi sijoittaa mahdollisimman kauas toisistaan. Etäisyyden kasvattaminen onkin paras tapa erityisesti laitteen sisällä tapahtuvan kytkeytymisen vähentämiseksi.

Säteilemällä tapahtuvalla kytkeytymisellä tarkoitetaan sitä, kun häiriö etenee sähkömagneettisena säteilynä. Jokin laitteen osa voi toimia antennina, joka puolestaan voi lähettää tai vastaanottaa sähkömagneettista säteilyä. Tyypillinen tällainen antenni voi olla esimerkiksi lyhyt johdonpätkä, joka toimii Hertzin dipolin tavoin antennina tai johdinsilmukka, joka toimii silmukka-antennina. Antennin fyysisiä mittoja on verrattava lähetettävän tai vastaanotettavan säteilyn aallonpituuteen λ . Esimerkiksi hyvä nyrkkisääntö on, että johdinsilmukan halkaisijan tulee olla pienempi kuin $\lambda/20$, jotta

silmukka ei toimisi antennina kyseisellä aallonpituudella. Toinen hyvä nyrkkisääntö on, että signaali sisältää merkittäviä taajuuksia aina $0,4/t_r$ asti, jossa t_r tarkoittaa signaalin nousuaikaa. [14]

EMC-testauksessa häiriöt jaetaan sekä johtuviin että säteileviin häiriöihin. Johtuvilla häiriöillä tarkoitetaan korkeataajuisia häiriöitä, jotka kulkeutuvat virtajohtimia pitkin sähköverkkoon. Tällaiset häiriöt eivät yleensä aiheuta suoranaisia haittavaikutuksia toisille sähköverkon laitteille, mutta ne voivat kuitenkin muodostaa säteilyä, joka puolestaan voi häiritä esimerkiksi radioviestintää. Taajuusalueeltaan johtuvat häiriöt sijoittuvat alle 30 MHz:n taajuuksille. Näillä taajuuksilla useimmat laitteet ovat mitoiltaan liian pieniä toimiakseen tehokkaana antennina, mutta sähköverkkoon liitettynä verkon johtimet voivat muodostaa riittävän suuren virtasilmukan ja siten toimia antennina myös näillä taajuuksilla. Johtuvat häiriöt voivat siis muuttua säteileviksi häiriöiksi sähköverkon avulla.

Johtuvia häiriöitä mitattaessa käytetään keinoverkkoa LISN (Line Impedance Stabilization Network) varsinaisen sähköverkon ja testattavan laitteen välissä. Keinoverkon tehtävänä on luoda yhdenmukainen impedanssi mitattavalla taajuusalueella, koska verkkoliitännän impedanssi voi vaihdella huomattavasti eri mittauspaikkojen välillä. Keinoverkon toinen tehtävä on estää ulkoisia häiriöitä pääsemästä mittausjärjestelyyn. Tyypillisesti johtuvia häiriöitä mitataan 150 kHz – 30 MHz taajuusalueelle. [15]

Häiriöitä voidaan jakaa myös niiden kulkureitin mukaan yhteis- ja eromuotoisiin häiriöihin. Yleisesti eromuotoiset häiriöt muodostuvat laitteen normaalista toiminnasta, kun laitteen tuottama virta tai hyötysignaali kulkee johdinta pitkin ja palaa takaisin paluujohdinta kautta. Yhteismuotoiset häiriövirrat puolestaan kulkevat maajohtimen ja erilaisten hajakapasitanssien kautta ja muodostaa näin virtasilmukan. Yhteismuotoisiksi näitä kutsutaan siitä syystä, että häiriövirta kulkee samaan suuntaan sekä meno että paluujohdintassa, koska maataso toimii virran varsinaisena paluureittinä. Eromuotoiset virrat ovat huomattavasti suurempia kuin yhteismuotoiset, koska ne ovat osa laitteen suunniteltua hyötysignaalia. Tämä ei kuitenkaan tarkoita sitä, että yhteismuotoisten virtojen merkitys olisi pienempi. Yhteismuotoiset virrat synnyttävät usein enemmän sähkömagneettista säteilyä kuin eromuotoiset. Myöskään johtuvia häiriöitä mitattaessa ei voida olettaa, että yhteismuotoisilla virroilla ei olisi merkitystä. [15]

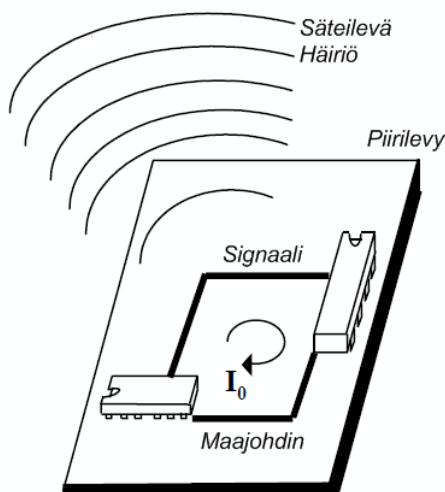
Säteilevien häiriöiden syntyyn tarvitaan aina antenni, josta häiriö pääsee säteilemään. Digitaalinen elektroniikka on tyypillinen säteilevien häiriöiden lähde. Säteilevät häiriöt voivat muodostua joko ero- tai yhteismuotoisista virroista. Eromuotoinen virta muodostuu laitteen normaalissa toiminnassa, kun virta kulkee laitteen johtimia pitkin ja palaa takaisin paluujohdinta pitkin. Näin syntyvät virtasilmukat toimivat pieninä silmukka-antenneina, jotka säteilevät pääasiassa magneettikenttänä. Tätä havainnollistetaan kuvassa 19. Tällaisen antennin tuottamalle sähkökentälle E etäisyydellä r tunnetaan yhtälö (22) [16]. Tästä yhtälöstä voidaan huomata, että eromuotoisen häiriön tuottaman säteilyn voimakkuus riippuu virtasilmukan pinta-alasta A ja eromuotoisen virran suuruudesta I_{dm} .

$$E = 263 \cdot 10^{-16} \cdot (f^2 A I_{dm}) \cdot \left(\frac{1}{r}\right) \quad (22)$$

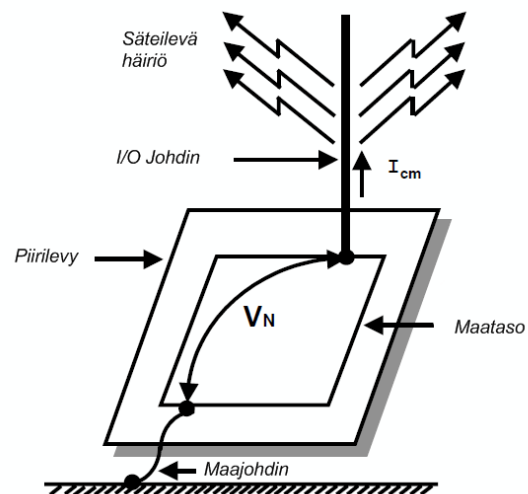
Yhteismuotoista säteilyä muodostuu, kun piirin hajasuureet synnyttävät ei-toivottuja jännitehäviöitä. Esimerkiksi yhteismuotoisen virran kulkiessa maajohdinta pitkin muodostuu jännitehäviöitä, jotka pääsevät säteilemään ympäristöön, kun järjestelmään liitetään syöttö- tai ulostulojohtimia. Nämä johtimet toimivat monopoliantennina, joka säteilee pääasiassa sähkökenttämutoista säteilyä. Tyypillisesti yhteismuotoista säteilyä

on vaikeampi hallita, koska sen suuruus riippuu hajasuureista kuten maakapasitansseista, joita ei ole tarkoituksenmukaisesti suunniteltu järjestelmään. Yhteismuotoisen häiriön muodostumista esitetään kuvassa 20. Myös dipoliantennin tuottamalle säteilylle tunnetaan vastaavanlainen yhtälö kuin silmukka-antennille. Yhtälöstä (23) voidaan havaita, että yhteismuotoinen säteily riippuu yhteismuotoisen virran I_{cm} suuruudesta ja antennin eli sisään- tai ulostulojohtimen pituudesta l . [16]

$$E = 12,6 \cdot 10^{-7} \cdot (f l I_{cm}) \cdot \left(\frac{1}{r}\right) \quad (23)$$



Kuva 19: Eromuotoinen säteilevä häiriö



Kuva 20: Yhteismuotoinen säteilevä häiriö

Näistä yhtälöistä voidaan päätellä mahdolliset peruseriaatteen, joiden avulla säteileviä häiriöitä voidaan vähentää. Eromuotoista säteilyä voidaan siis vähentää seuraavilla tavoilla:

- Pienentämällä eromuotoisen virran suuruutta
- Vähentämällä eromuotoisen signaalin taajuussisältöä
- Pienentämällä virtasilmukan pinta-alaa.

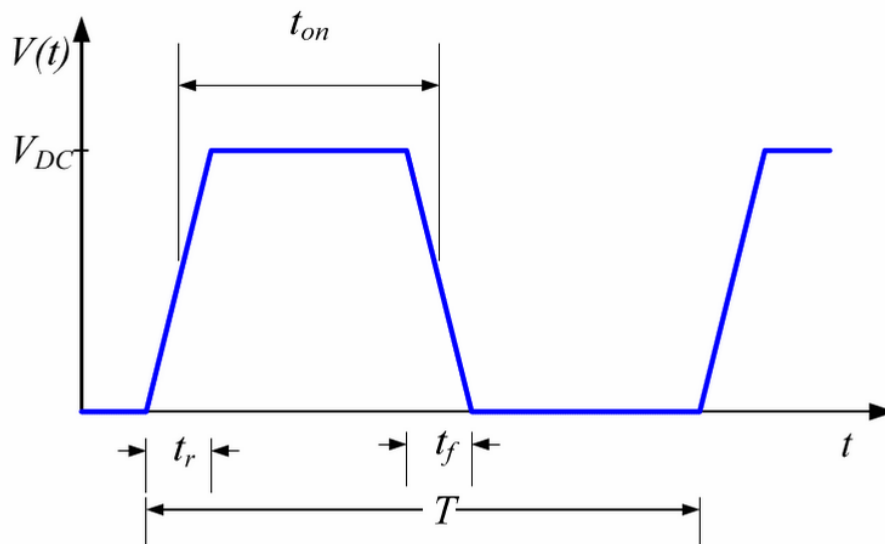
Vastaavasti yhteismuotoista säteilyä voidaan vähentää seuraavasti:

- Pienentämällä yhteismuotoisen virran suuruutta
- Vähentämällä yhteismuotoisen virran taajuussisältöä
- Lyhentämällä antennin pituutta.

Kuitenkin joidenkin näistä toteuttaminen käytännössä voi olla vaikeaa. Esimerkiksi laitteen normaali toiminta perustuu eromuotoiseen virtaan, joten sen pienentäminen ei välttämättä onnistu ilman normaalin toiminnan heikkenemistä. Myös yhteismuotoisen säteilyn pienentäminen voi olla haastavaa antennin pituutta pienentämällä, sillä antennina voi toimia mikä tahansa laitteen I/O-johtimista, joiden pituus riippuu laitteen käyttötarkoituksesta. Signaalin taajuussisältöä ja sen pienentämistä puolestaan käsitellään luvussa 4.2.

4.2 Vaihtosuuntaaja häiriölähteenä

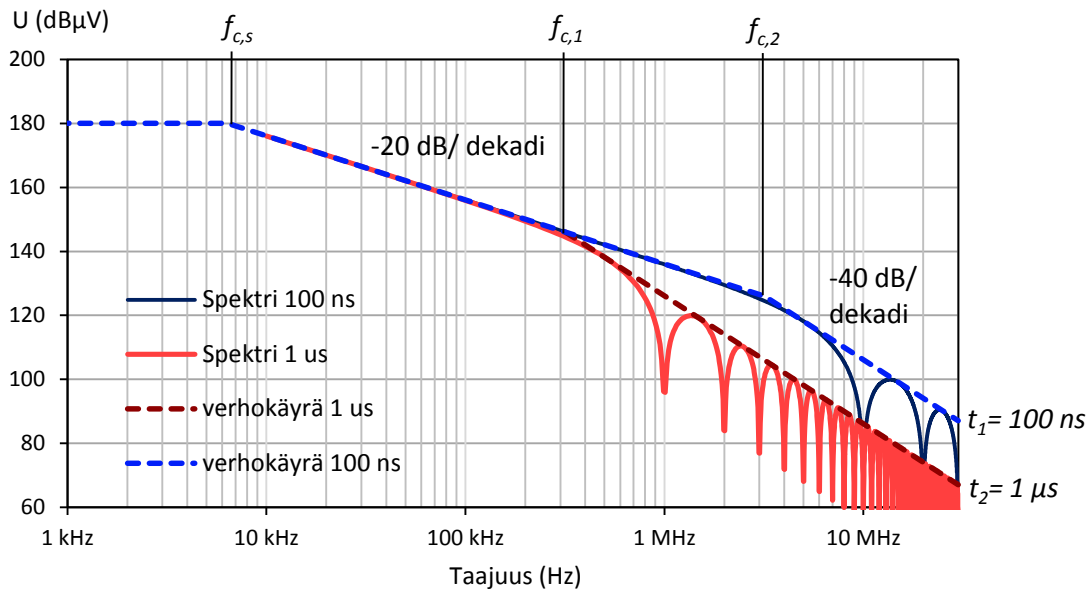
Vaihtosuuntaajat ovat merkittäviä sähkömagneettisten häiriöiden (EMI, Electromagnetic Interference) lähteitä. Vaihtosuuntaajan pulssinleveysmodulaatio ja tehpuolijohteiden suuret kytkentänopeudet tuottavat sekä sähköverkkoon että moottoriin korkeataajuisia häiriöitä. Tekniikan kehittyessä korkeammat kytkentätaajuuudet ja suuremmat kytkentänopeudet tulevat vain kasvattamaan häiriötasoja. Suuret jännitteen nousu- ja laskeutumisnopeudet aiheuttavat korkeataajuisia häiriövirtoja, jotka pääsevät kulkemaan moottorikäytön hajakapasitanssien kautta. Häiriövirrat voidaan jakaa eromuotoisiin ja yhteismuotoisiin häiriöihin, jotka eroavat toisistaan sillä, että eromuotoiset häiriövirrat kulkevat eri päävirtajohtimien välillä, kun taas yhteismuotoiset virrat kulkevat kaikkia päävirtajohtimia pitkin samansuuntaisesti ja palaavat maajohdinta pitkin. Kuitenkin ennen häiriövirtojen syvempää tarkastelua on tunnettava varsinaisen häiriölähteen tärkeimmät ominaisuudet. Ennen kuin häiriöitä voidaan vähentää, on tunnettava tekijät, jotka vaikuttavat häiriöiden muodostumiseen.



Kuva 21: Vaihtosuuntaajan yksinkertaistettu lähtöjännitteen käyrämuoto. Muokattu lähteestä [17]

Tyypillinen tehoelektroniikan tuottama jännitteen käyrämuoto voidaan yksinkertaistettusti ajatella olevan trapetsifunktio eli suorakaideaalto, jolla on äärellinen nousu- ja laskeutumis-aika, kuten esitetään kuvassa 21. Tällaisen funktion spektrille voidaan saada analyyttinen ratkaisu, joka esitetään yhtälössä (24), jossa $D = t_{on}/T$ on pulssisuhde, t_r on jännitteen nousuaika ja $f_0 = 1/T$ on kytkentätaajuus. Tällaisen käyrämuodon spektri voidaan laskea analyyttisesti kahden suorakaideaallon konvoluution avulla. Suorakaidefunktion Fourier-muunnos on tunnetusti $\sin(\pi f)/(\pi f)$, ja tästä saadaan johdettua yhtälön (24) mukainen kaava trapetsiaallon spektrille. Tämän yhtälön mukainen spektri esitetään kuvassa 22.

$$U_{nf_0} = 2d \cdot U_{dc} \left| \frac{\sin(n\pi D)}{n\pi d} \right| \cdot \left| \frac{\sin(n\pi t_r f_0)}{n\pi t_r f_0} \right| \quad (24)$$



Kuva 22: Trapetsiaallon spektri ($t_{r1} = 100 \text{ ns}$, $t_{r2} = 1 \text{ } \mu\text{s}$, $f_0 = 10 \text{ kHz}$, $t_r = t_f$)

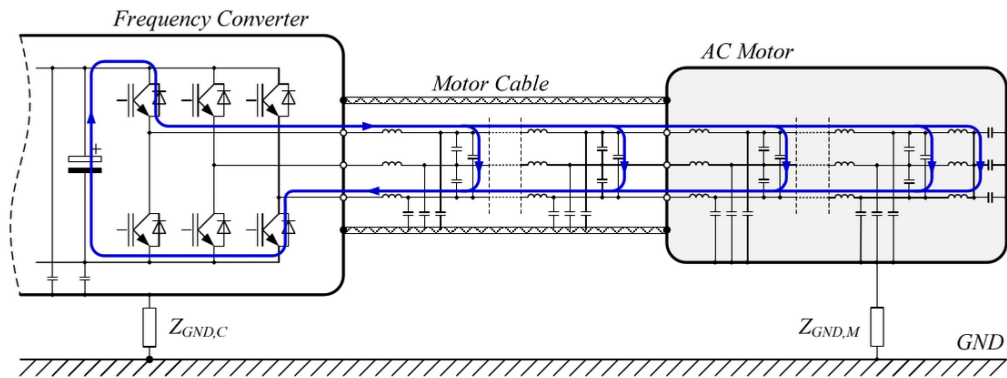
Kuvassa 22 esitetään kahden erilaisen signaalin taajuussisältö 1 kHz – 30 MHz taajuusalueella. Molempien signaalien perustaajuus on 10 kHz. Ensimmäisen signaalin nousuaika puolestaan on 100 ns, kun taas toisen signaalin 1 μs . Kuvasta voidaan havaita, että kytkentänopeus vaikuttaa signaalin taajuussisältöön vasta toista rajataajuutta $f_{c,i}$ suuremmilla taajuuksilla. Spektrin verhokäyrät on esitetty kuvassa katkoviivoilla. Kuvassa esitetyt rajataajuudet voidaan laskea yhtälöiden (25) ja (26) mukaisesti. On myös tärkeää huomata, että ensimmäisen rajataajuuden jälkeen häiriötaso laskee 20 dB / dekadia ja toisen rajataajuuden jälkeen se laskee 40 dB / dekadia.

$$f_{c,s} = \frac{1}{\pi t_{on}} \quad (25)$$

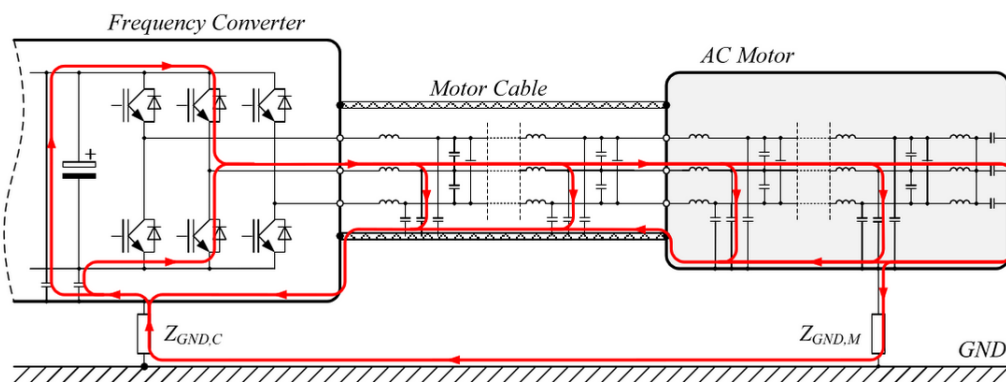
$$f_{c,i} = \frac{1}{\pi t_{r,i}} \quad (26)$$

KytKentänopeus alkaa vaikuttaa häiriöihin vasta suhteellisen korkeilla taajuuksilla, esimerkiksi noin 1–10 MHz:n taajuudella. Johtuvien häiriöiden mittaaminen puolestaan loppuu 30 MHz:n taajuudella. Lisäksi vaihtosuuntaajan tapauksessa johtuvien häiriöiden raja on suhteellisesti haastavin matalilla taajuuksilla eikä niinkään korkeammilla yli 1 MHz:n taajuuksilla. Vaihtosuuntaajan tuottama häiriötaso laskee taajuuden kasvaessa mutta sen sijaan yleisimmät rajat johtuville häiriöille pysyvät samalla tasolla yli 500 MHz:n taajuuksilla. Tästä syystä kytkentänopeus vaikuttaa merkittävimmin säteileviin häiriöihin, joita mitataan 30 MHz:iä suuremmilla taajuuksilla. Samasta syystä työn tutkimukseen valittiin vaihtosuuntaajan säteilevien häiriöiden vähentäminen, sillä kytkentänopeudella on merkittävä vaikutus juuri säteileviin häiriöihin.

Vaihtosuuntaajassa häiriöt voivat kulkea useita eri reittejä. Yleisesti häiriöt pääsevät kulkeutumaan eri hajakapasitanssien kautta. Eromuotoiset häiriöt kulkevat vaiheiden välillä, kun taas yhteismuotoiset häiriöt kulkevat aina maatasen kautta.



Kuva 23: Eromuotoiset häiriövirrat moottorikäytössä [17]



Kuva 24: Yhteismuotoiset häiriövirrat moottorikäytössä [17]

Kuvassa 23 nähdään eromuotoisten virtojen kulkureitti ja kuvassa 24 nähdään yhteismuotoisten virtojen kulkureitti. Yleisesti näiden virtojen suuruudet riippuvat moottorikaapelien ja moottorin hajakapasitanssien suuruudesta sekä jännitteen muutosnopeudesta du/dt . Yhteismuotoiset virrat kulkevat moottorin hajakapasitanssien ja vaihtosuuntaajan maaimpedanssin kautta, ja tästä syystä yhteismuotoiset häiriöt pääsevät kytkeytymään galvaanisesti laitetta syöttävään tasasuuntaajaan, josta puolestaan häiriöt voivat edetä sähköverkkoon.

Vaihtosuuntaajan päävirtapiirin tuottamat säteilevät häiriöt ovat pääasiassa yhteismuotoista säteilyä, jossa moottorikaapelit toimivat monopoliantenneina. Sekä DC-että AC-kaapelit voivat toimia säteilyn lähteenä [18]. Lisäksi vaihtosuuntaajan ohjaukseen käytettävä elektroniikka voi tuottaa häiriöitä, jotka pääsevät säteilemään muita laitteen ohjaukskaapeleita pitkin. Tässä työssä kuitenkin käsitellään vaihtosuuntaajan päävirtapiirin tuottamaa säteilyä.

Vaihtosuuntaajat voivat myös tuottaa voimakkaita magneettikenttiä, jotka voivat haitata sen läheisyydessä olevien laitteiden toimintaa tai häiritä laitetta itseään. Magneettikenttiä syntyy kun virtapiirissä tapahtuu suuria virran muutosnopeuksia di/dt . Vaihtosuuntaajassa tällaisia kenttiä voi syntyä puolijohdekytkimien ja välipiirin kondensaattorin muodostamassa piirissä, jossa virran muutosnopeudet voivat olla suuria kytkentähetkellä. Magneettikentiltä suojautuminen on vaikeaa, joten paras tapa vähentää niitä on minimoida tämän piirin pinta-ala, koska syntyneen magneettikentän voimakkuus

riippuu virran muutosnopeudesta ja virtasilmukan pinta-alasta. Magneettikentät voivat myös kytkeytyä muihin piireihin laitteen sisällä. Esimerkiksi laitteen liittäminen ja sisäiset johdotukset voivat muodostaa johtavan ulkokuoren kanssa silmukan, johon magneettikenttä voi kytkeytyä. Tästä puolestaan syntyy yhteismuotoinen häiriövirta, joka pääsee etenemään laitteen ulkopuolelle. Magneettiselle kytkeytymiselle tunnetaan yhtälö (27), jonka avulla voidaan laskea indusoituneen häiriöjännitteen suuruus. [16]

$$u = -\frac{d\phi}{dt} = -\mu A \frac{dH}{dt} = -\frac{\mu A}{2\pi r} \cdot \frac{dI}{dt} \quad (27)$$

, jossa u = virran I indusoiman magneettikentän aiheuttama sähkömotorinen voima, ϕ = magneettivuo, μ = permeabiliteetti, A = pinta-ala, H = magneettikenttä, I = virta. [19]

4.3 Vaatimukset ja standardit

Yleisesti standardien tarkoituksena on mahdollistaa erilaisten osien yhteensopivuus, jotta nämä osat voisivat toimia yhdessä osana suurempaa kokonaisuutta. Nämä osat voivat olla monia asioita kuten erilaisia tuotteita, komponentteja tai vaikkapa organisaatioita. Sähkömagneettiseen yhteensopivuuteen liittyvät standardit eivät poikkea tästä. Niiden tarkoituksena on turvata erilaisten sähkö- ja radiolaitteiden toimintaa siten, että erilaiset laitteet eivät häiritsisi toisiaan. EMC-standardeja on olemassa monenlaisiin tarkoituksiin, ja tyypillisesti standardit on jaettu käyttötarkoituksen mukaisesti. Tällaisia käyttötarkoituksia ovat esimerkiksi kotitalous-, teollisuus ja ajoneuvokäytöt. Lisäksi on olemassa useita standardointiorganisaatioita, joiden määrittelemät vaatimukset ovat voimassa eri maanosissa. Esimerkiksi pelkästään EMC-aiheita käsittelevät kansainväliset CISPR-standardit (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) sisältävät mittausmenetelmiä ja rajoja sähkömagneettisille häiriöille. Muita kansainvälisiä standardointiorganisaatioita ovat IEC (International Electrotechnical Commission) ja ISO (International Organization for Standardization). Maanosittain puolestaan Eurooppalaisia standardeja ovat EN-standardit (European Standards). Amerikassa puolestaan radiotaajuisia häiriöitä käsittelee FCC (Federal Communications Commission) part 15-standardi.

Sähkö- tai hybridiajoneuvoon tarkoitetuille sähkökäyttöille on olemassa useita EMC-standardeja, joita laitteen tulee täyttää. Käytännössä laitteen käyttötarkoitus määrittää standardit, joita tulee noudattaa. On olemassa sekä yleisiä että sovellusaluekohtaisia EMC-standardeja. Yleiset standardit määrittelevät esimerkiksi mittausmenetelmiä ja käytettävien mittalaitteiden toimintaa, kun taas sovelluskohtaisissa standardeissa asetetaan kyseiselle sovelluskohteelle tarkoitettut rajat häiriöille ja häiriösietoisuudelle. Esimerkiksi CISPR 16 on yleinen EMC-standardi, jonka mukaisia mittaustapoja ja peruseriaatteita sovelletaan useimmissa muissa standardeissa. Esimerkiksi työkoneille on olemassa eri standardit kuin liikennekäyttöön tarkoitetuille laitteille. Standardien noudattaminen voi tuoda haasteita laitteen suunnittelulle erityisesti, jos samaa laitetta on tarkoitus käyttää useissa erilaisissa sovelluksissa, jolloin laitteen on täytettävä useiden eri standardien vaatimukset. Taulukossa 2 esitetään tärkeimpiä työkone- ja ajoneuvosähkökäyttöihin liittyviä EMC-standardeja.

| | |
|-------------|---|
| CISPR 16 | Mittalaitteiden vaatimukset ja mittausmenetelmät radiotaajuisille häiriöille ja immunitetille |
| CISPR 25 | Ajoneuvoille ja veneille asetetut rajat ja mittausmenetelmät radiotaajuisille häiriöille. |
| EN 13309 | Työkoneiden EMC-rajat |
| IEC 61800-3 | Nopeussäädettävät käytöt |
| ISO 13766 | Maansiirtokoneiden sähkömagneettinen yhteensopivuus |
| ISO 14982 | Maa- ja metsätalouskoneet |
| ISO 11452 | Ajoneuvojen komponenteille asetetut rajat ja testausmenetelmät |

Taulukko 2: Tarkempia työkonēsähkökäyttöihin liittyviä EMC-standardeja

CISPR 16 on moniosainen kokoelma standardeja, joiden tarkoituksena on määritellä vaatimuksia sähkömagneettisten häiriöiden mittaukseen tarkoitetuille mittalaitteille ja välineille. Standardin ensimmäisessä osassa 16-1 käsitellään vaatimuksia mittalaitteille, apulaitteille sekä johtuvien että säteilevien häiriöiden mittauksissa, ja antennien kalibrointia. Toisessa osassa 16-2 käsitellään mittauksia eri ilmiöiden mittaamiseen, kuten johtuvien ja säteilevien häiriöiden mittaus, immunitetti, häiriöteho ja suurikokoisten laitteiden häiriöiden mittaus. Standardin kolmannessa osassa 16-3 esitetään erilaisia teknisiä raportteja ja CISPR-standardien historiaa. Neljännessä osassa 16-4 käsitellään epävarmuustekijöitä EMC-mittauksissa ja tilastollisia tekijöitä massatuotettujen laitteiden EMC-vaatimusten noudattamisesta.

CISPR 25 -standardissa asetetaan rajat autojen ja veneiden tuottamille radiotaajuisille häiriölle ja määritellään mittaustavat ajoneuvojen ja ajoneuvoihin tarkoitettujen komponenttien häiriöiden mittauksille. Näiden määräysten tarkoituksena on suojata kulkuneuvossa olevia vastaanottimia eri laitteiden tuottamilta johtuvilta ja säteileviltä häiriöiltä. Tässä työssä tehdyissä säteilevien häiriöiden mittauksissa käytettiin CISPR 25:n mukaista mittaustapaa, jota käsitellään tarkemmin luvussa 6.3.1. [20]

EN 13309 on eurooppalainen standardi, joka määrittelee testausmenetelmät ja hyväksyntärajat Euroopan unionin alueella myytävien työkoneiden sähkömagneettiselle yhteensopivuudelle. Standardi kattaa rajat kapea- ja laajakaistaisille häiriöille, sähkömagneettiselle immunitetille, ESD:lle (Electrostatic Discharge) eli sähköstaattiselle purkaukselle ja johtuville jännite- tai virtapiikeille. Standardi ei kuitenkaan kata laitteita, jotka on kytketty sähköverkkoon. Tämän työn säteilevien häiriöiden mittaustuloksissa esiintyvät rajat ovat EN 13309 mukaiset rajat kapea- ja leveäkaistaisille säteileville häiriöille.

IEC 61800-3 määrittelee EMC-vaatimukset nopeussäädettäville käytöille, mikä tässä tapauksessa tarkoittaa säädettävänäpeuksisia DC- ja AC-käyttöjä. Standardi ei kuitenkaan kata sähköajoneuvoja ja junia. Standardi on kuitenkin oleellinen, mikäli samaa laitetta käytetään esimerkiksi nosturissa tai laivassa. Tällöin laitteen tulee täyttää tämän standardin asettamat vaatimukset. IEC 61800 koostuu yhteensä kuudesta osasta, joissa käsitellään EMC:n lisäksi erilaisille nopeussäädettäville käytöille asetettuja yleisiä

vaatimuksia kuten suorituskyykyä, suojausta ja turvallisuutta. Yleisesti IEC 61800 sarja on tärkein sähkökäyttöä ja taajuusmuuttajia koskeva kokoelma standardeja.

ISO 13766 sisältää EMC-vaatimukset maansiirtokoneille. Standardi ottaa huomioon maansiirtokoneiden erityisvaatimuksia mittausmenetelmien suhteen. Suuret maansiirtokoneet eivät välttämättä mahdu mittauksissa tyypillisesti käytettävään suojattuun mittaukseen, vaan mittaukset on suoritettava ulkona. Kuitenkin maansiirtokoneiden komponenttien osalta kyseinen standardi vastaa hyvin läheisesti EN 13309 -standardia. Esimerkiksi molempien standardien asettamat rajat tietyn osakokoonpanon tuottamille häiriöille ovat samat. Myös ISO 14982 vastaa hyvin läheisesti ISO 13766 -standardia.

ISO 11452 on 11-osainen kokoelma standardeja, jotka määrittelevät tieliikennekäyttöön tarkoitettujen kulkuneuvojen kuten henkilö- ja hyötyajoneuvojen komponenttien testaukselle asetettuja vaatimuksia. Kokonaisille ajoneuvoille tarkoitetut vaatimukset puolestaan määritellään neliosaisessa ISO 11451 -standardissa. Testauksen eri osa-alueet on jaettu standardien eri osiin. Useimmiten sähkömagneettista yhteensopivuutta käsittelevissä standardeissa käsittelyjärjestys on tyypillisesti seuraava: yleiset määrittelyt, laitteen lähettämät häiriöt ja häiriösietoisuus.

Kokonaisuudessaan noudatettavien standardien valinta voi olla haastavaa riippuen sovelluskohteista, joissa laitetta on tarkoitus käyttää. Lisäksi haasteena on suunnitella testausprosessi siten, että mahdollisimman pienellä työmäärällä saadaan katettua mahdollisimman monta standardia. Esimerkiksi eri standardien määrittelemät mittaukset voivat olla täysin identtisiä, mutta tätä ei välttämättä mainita, vaan tämän joutuu selvittämään sisältöä vertailemalla.

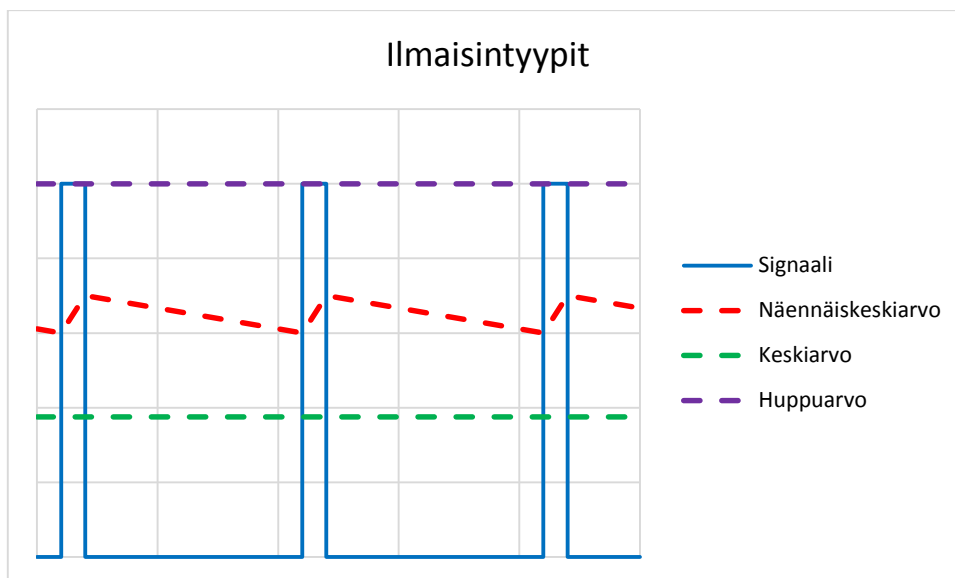
4.3.1 Ilmaisintyyppit

EMC-mittauksissa tyypillisesti käytetään kolmea erilaista ilmaisintoimintoa: huippu-, näennäishuippu- ja keskiarvoilmaisinta. Näistä yleisimmin käytetty ilmaisintyyppi on huippuarvoilmaisinta, joka toimii yksinkertaisesti siten, että mittavastaanotin lukee aina vastaanotetun häiriösignaalin suurinta arvoa. Huippuarvoilmaisimella mitatut tulokset ovat aina suurempia tai yhtä suuria kuin muilla ilmaisintyypeillä mitattuna.

Näennäishuippuilmaisin toimii siten, että ilmaisinta painottaa mittaustuloksia häiriösignaalin toistumistaajuuden suhteen. Jos häiriösignaali toistuu pulssimaisesti, niin näennäishuippuilmaisimen näyttämä on aina pienempi kuin huippuarvoilmaisimella. Vastaavasti, jos häiriösignaali on jatkuva eikä pulssimainen, niin näennäishuippu- ja huippuarvoilmaisinta tuottavat yhtä suuren lukeman.

Keskiarvoilmaisinta puolestaan tunnistaa häiriösignaalin keskiarvon suodattamalla häiriösignaalin mittaustaajuutta selvästi kapeakaistaisemmalla suodattimella. Tämä suodattaa korkeataajuiset komponentit häiriösignaalista ja tuottaa näin keskiarvon signaalin amplitudista. Näiden ilmaisintyyppien toimintaa havainnollistetaan kuvassa 25. [16]

Ilmaisintyyppien tarkoituksena on kuvata erilaisten signaalien häiritsevyyttä. Esimerkiksi pulssimuotoinen signaali häiritsee toisia laitteita vähemmän todennäköisesti kuin yhtä voimakas jatkuva signaali. Jotta voidaan löytää mahdollisimman hyvä kompromissi häiriötason ja suorituskyyvyn väliltä, on hyvä tuntea erilaisten mittausilmaisinten toimintaperiaate. Näiden mittaustapojen eroja hyödynnetään luvussa 5.3 esiteltävässä kytkentänopeuden ohjausmenetelmässä.



Kuva 25: EMC-mittauksissa käytettävät tyypillisimmät ilmaisintyyppit. Mitattava signaali, näennäiskeskiarvo-, keskiarvo- ja huippuarvoilmaisoin.

4.4 Muut häiriöt

Taajuusmuuttajilla on johtuvien ja säteilevien häiriöiden lisäksi myös muita haittavaikutuksia. Suuren tehotiheyden ja hyvän hyötysuhteen saavuttamiseksi taajuusmuuttajissa on tarvetta käyttää suurempia kytkentätaajuuksia ja DC-jännitettä ja samalla häviöt on pyrittävä minimoimaan. Suurempi kytkentätaajuus parantaa taajuusmuuttajan lähtövirran laatua ja vähentää moottorissa aiheutuvia häviöitä. Suuremmat kytkentänopeudet puolestaan pienentävät tehopuolijohteessa syntyviä häviöitä, mikä puolestaan johtaa suuriin jännitteen muutosnopeuksiin taajuusmuuttajan ulostulojännitteessä.

Taajuusmuuttajalla syötetyn moottorin käämeihin kohdistuu suuria jännitteenmuutoksia, joilla on laajakaistainen taajuussisältö. Tämä puolestaan aiheuttaa yhdessä moottorikaapelin induktanssien ja moottorin hajakapasitanssien kanssa korkeataajuisia värähtelyjä. Lisäksi moottorin käämitysten ja kaapelien välisten impedanssien epäsovitus aiheuttavat jännitteen heijastuksia. Tyypillisin epäsovituskohta on moottorin liittimet kaapelin ja moottorin käämitysten välillä. Tällaiset jänniteheijastukset ja värähtelyt voivat aiheuttaa jännitteitä, joiden huippuarvo on jopa kaksinkertainen välipiirin jännitteeseen verrattuna.

Taajuusmuuttajan lähtöjännitteen yhteismuotoinen komponentti voi aiheuttaa laakerivirtoja, mikä puolestaan nopeuttaa moottorin laakereiden kulumista merkittävästi. Laakerivirtojen suuruuteen vaikuttavat merkittävästi moottorin hajakapasitanssit, joiden kautta laakerivirrat pääsevät kulkemaan. Yhteismuotoisten virtojen kulkua on myös vaikea analysoida, koska syöttävän verkon ja moottorin impedansseja on vaikea arvioida. [17] [21]

4.5 Häiriöiden vähentäminen

Häiriöiden vähentämiseen on olemassa monia erilaisia tapoja kuten esimerkiksi kytkentänopeuksien pienentäminen, suodattaminen, erilaiset PWM-menetelmät,

maadoitus, suojaus ja sähkömagneettisen kytkeytymisen vähentäminen. Näillä eri menetelmillä on erilaisia ominaisuuksia, joita hyödyntämällä on pyrittävä löytämään edullinen ja käyttötarkoitukseen sopiva ratkaisu, jolla saavutetaan hyväksyttävä häiriötaso. Sähkömagneettinen kytkeytyminen voi tapahtua joko kapasitiivisesti eli sähkökenttänä tai induktiivisesti eli magneettikenttänä.

Tehoelektroniikalle yleisesti on tyypillistä, että laitteen tuottamat häiriöt ylittävät sallitun rajan, ja useimmin käytetty tapa häiriöiden vähentämiseksi on suodattaminen. Suodattimia voidaan kytkeä suuntaajan tulo- tai lähtöpuolelle. Tyypillisesti radiotaajusten häiriöiden vähentämiseen käytetään kapasitiivista C- tai induktiivis-kapasitiivista LC-suodatinkytettä. Lisäksi suodattimeen on mahdollista lisätä resistanssia vaimentamaan mahdollisia resonansseja. Esimerkiksi vaihtosuuntaajan lähdessä käytetään tyypillisesti kapasitiivista suodatusta. Hyvällä suodatuskondensaattorilla tulee olla pieni parasitiivinen induktanssi, pieni vuotovirta ja pieni resistanssi. Tällaiseen tarkoitukseen käytetään usein esimerkiksi polystyreeni- tai keraamisia kondensaattoreita. Korkean jännitekeston omaavat keraamiset kondensaattorit voidaan esimerkiksi kytkeä vaihtosuuntaajan lähtökiskoihin vähentämään korkeataajuisia häiriöitä.

Kytöntänopeuksien pienentäminen puolestaan vaikuttaa suoraan häiriöiden syntyyn, sillä tehoelektroniikan tuottamat häiriöt johtuvat suurista jännitteen ja virran muutosnopeuksista, kuten kappaleessa 4.2 esitetään. Vaihtosuuntaajan lähtöjännitteen käyrämuodon jyrkät nousu- ja laskuajat sisältävät radiotaajuuksille sijoittuvia harmonisia komponentteja, joiden energiat voivat olla merkittävän suuria. Kytöntänopeuden pienentäminen kasvattaa nousuaikoja, jolloin myös korkeataajuiset häiriöt vähenevät. Kytöntänopeuden kasvattaminen kuitenkin lisää tehopooliohteessa syntyviä häviöitä, jotka puolestaan tulisi minimoida hyvän hyötysuhteen ja suorituskyvyn saavuttamiseksi.

Yhteis- ja eromuotoisten häiriöiden suodattamiseen voidaan käyttää erilaisia suodatusmenetelmiä. Eromuotoisten häiriöiden suodattamiseen voidaan käyttää sarja-induktanssia. Yhteismuotoisten häiriöiden suodattamiseen voidaan käyttää kuristinta, jonka impedanssi on suuri yhteismuotoiselle virralle, mutta pieni eromuotoiselle kuormavirralle. Tämä tapahtuu siten, että molemmat johtimet kulkevat kuristimen sydämen läpi samansuuntaisesti, jolloin johtimia pitkin kulkevat eromuotoiset virrat aiheuttavat sydämeen samansuuntaisen magneettikentän, joka vastustaa yhteismuotoisen virran kulkua. Vastaavasti eromuotoisen kuormavirran aiheuttamat magneettikentät kumoavat toisensa, joten kuristin ei vaimenna eromuotoista virtaa.

Pulssinleveysmodulaatioon perustuvissa suuntaajissa usein käytetään vakio-kytkentätaajuutta f_{sw} , jolloin suuri osa häiriöistä asettuu tämän taajuuden harmonisille kerrannaistaajuuksille. Tätä ongelmaa voidaan vähentää satunnaisella pulssinleveysmodulaatiolla eli RPWM:llä. Tämä menetelmä toimii parhaiten matalataajusten häiriöiden vähentämiseen. Menetelmä perustuu kytöntätaajuuden muuttamiseen satunnaisesti halutun kytöntätaajuuden ympärillä, jolloin suuntaajan tuottamien häiriöiden teho levittyy tasaisemmin suuremmalle taajuusalueelle.

Säteileviä häiriöitä syntyy, kun suuntaajaan kytketyt kaapelit ja johtimet toimivat antennina ja säteilevät ympäristöön radiotaajuisia häiriöitä. Tämän ilmiön vähentämiseksi voidaan käyttää suojattuja kaapeleita, joiden tarkoituksena on vähentää häiriöiden säteilemistä ympäristöön. Kaapelien suojaukseen käytetään tyypillisesti alumiini- tai kuparifoliota tai punosta, joilla on hyvät häiriönsuojausominaisuudet. Kaapelin suoja yleensä kytketään maapotentiaaliin molemmista päistä, jolloin se toimii kulkureittinä yhteismuotoiselle virralle.

Suojamaadoituksen lisäksi on hyvä ajatella maadoituksen käyttäytymistä suurilla taajuuksilla, koska sillä on suuri vaikutus yhteismuotoisiin häiriövirtoihin. Teoriassa paras tapa on maadoittaa laite yhdestä pisteestä, mutta käytännössä tämä on vaikeaa eri hajasuureiden takia. [22]

Häiriöiden vähentämisessä on erityisesti tärkeää muistaa, että useimmiten vain yksi menetelmä ei riitä halutun lopputuloksen saavuttamiseksi, vaan tarvitaan yhdistelmä useammista ratkaisuista. Tärkeää onkin osata valita kyseiseen tarkoitukseen sopivimmat menetelmät hyvissä ajoin laitteen suunnitteluvaiheessa, jotta vältytään testausvaiheessa havaittavilta ikäviltä yllätyksiltä.

5 Aktiivinen kytkentänopeuden säätö

Vaihtosuuntaajan tuottamien häiriöiden vähentämiseksi on olemassa erilaisia tapoja, joilla kaikilla on omat hyvät ja huonot puolensa. Näistä vaihtoehdoista toteutettavaksi valittiin aktiivinen kytkentänopeuden säätö sen suhteellisesti yksinkertaisen rakenteensa ja edullisen hintansa vuoksi. Tässä työssä kytkentänopeudesta puhuttaessa tarkoitetaan sekä jännitteen että virran muutosnopeuden suuruutta. Työn mukainen toteutustapa vaatii hieman enemmän komponentteja toimiakseen perinteiseen hilaohjaimeen verrattuna, mutta kaikki tarvittavat komponentit ovat pienikokoisia ja hinnaltaan edullisia. Lisäksi valittu ratkaisu sopii erityisen hyvin työkonikäyttöjen haastaviin ympäristöolosuhteisiin.

Työkoneisiin tarkoitettulta vaihtosuuntaajalta vaaditaan erittäin suurta tehotiheyttä ja teho-painosuhdetta. Laitteen tulisi siis olla mahdollisimman pieni ja kevyt ja silti erittäin tehokas. Lisäksi tällaisessa käytössä laitteen tulee kestää voimakasta värinää, jota voi syntyä koneen käytössä. Toisaalta myös vaatimukset EMC:n osalta ovat haastavat, joten sallittujen häiriötasojen saavuttamiseksi täytyy valita jokin ratkaisu. Yleisimmin vaihtosuuntaajissa käytetty passiivinen suodatus on yksi vaihtoehto. Häiriöiden suodattaminen ei kuitenkaan välttämättä ole käytännöllisin tapa sillä se vaatii suurikokoisia ja painavia passiivisia komponentteja kuten kuristimia ja kondensaattoreita, jotka ovat ongelmallisia erityisesti voimakkaan värinän ja pienen käytettävissä olevan tilan suhteen.

Kytkennopeus vaikuttaa merkittävästi IGBT:n kytkentähäviöihin, jotka puolestaan on tärkeää minimoida hyvän suorituskyvyn ja hyötysuhteen saavuttamiseksi. Mahdollisimman suurella kytkentänopeudella voidaan minimoida kytkentähäviöt. Vastaavasti kytkentänopeus vaikuttaa myös kytkentähetkellä muodostuvien jännite- ja virtapiikkien suuruuteen ja laitteen tuottamiin sähkömagneettisiin häiriöihin, jotka puolestaan kasvavat kytkentänopeuden kasvaessa. Perinteisellä hilaohjauksella näiden asioiden välillä joudutaan aina tekemään kompromissi, jotta kaikki vaatimukset voidaan täyttää. Kompromissin löytämistä vaikeuttaa entisestään esimerkiksi työkonikäyttöjen laaja toimintalämpötila-alue ja suuret kuormitusvaihtelut. Käytännössä perinteinen hilaohjain on mitoitettava siten, että sallitut häiriötasot eivät ylitä missään käyttölämpötilassa. Tämä puolestaan tarkoittaa sitä, että korkeassa käyttölämpötilassa kytkentänopeus hidastuu ja kytkentähäviöt lisääntyvät entisestään. Vastaavasti myös vaihtosuuntaajan säteilemät häiriöt vähenevät. Suurimpaan sallittuun häiriötasoon nähden jää siis ylimääräistä marginaalia, joten osa mahdollisesta suorituskyvystä jää hyödyntämättä. Kytkentänopeuden aktiivista säätöä tarvitaan siis vähentämään IGBT:n epäideaalisuuksista johtuvaa kompromissia kytkentähäviöiden ja laitteen synnyttämien häiriöiden välillä.

Kytkennopeuteen tunnetusti voidaan vaikuttaa hilavastuksen suuruudella. Perinteisesti sopiva kytkentänopeus on valittu laitteen suunnitteluvaiheessa mitoittamalla hilavastus sopivan suuruiseksi. Tällöin kytkentänopeuteen ei kuitenkaan voida vaikuttaa käytön aikana. Tästä syystä tarvitaan edistyneempi tapa, jotta aktiivinen kytkentänopeuden säätö on mahdollista toteuttaa.

Luvussa 5.1 käsitellään erilaisia kytkentänopeuden säätömenetelmiä ja niiden toimintaperiaatteita. Luvussa 5.2 esitetään työssä käytetty kytkentänopeuden säätömenetelmä. Luvussa 5.3 puolestaan esitetään mahdollinen ohjaustapa kyseiselle kytkennälle, jolla voidaan toteuttaa varsinainen aktiivinen kytkentänopeuden säätö. Lisäksi käsitellään kyseisen ohjauskonseptin toimivuutta ja soveltuvuutta todelliseen

käyttöön. Viimein luvussa 5.4 esitetään periaatteet ja esimerkit, joiden mukaan työssä käytetty hilaohjain voidaan mitoittaa.

5.1 Kytkentänopeuden säätömenetelmät

KytKentänopeuden säätämiseen on esitetty useita erilaisia tapoja, jotka voidaan jakaa avoimeen ja suljettuun kytKentänopeuden säätöön. Työn mukainen toteutus edustaa avointa kytKentänopeuden säätöä, jossa kytKentänopeudet on määritelty ennalta mitoituksen mukaisesti. Avoimessa säädössä ei ole virran tai jännitteen muutoksen takaisinkytkentää, vaan sillä ohjataan kytKentänopeutta epäsuorasti hilavirtaa säätämällä.

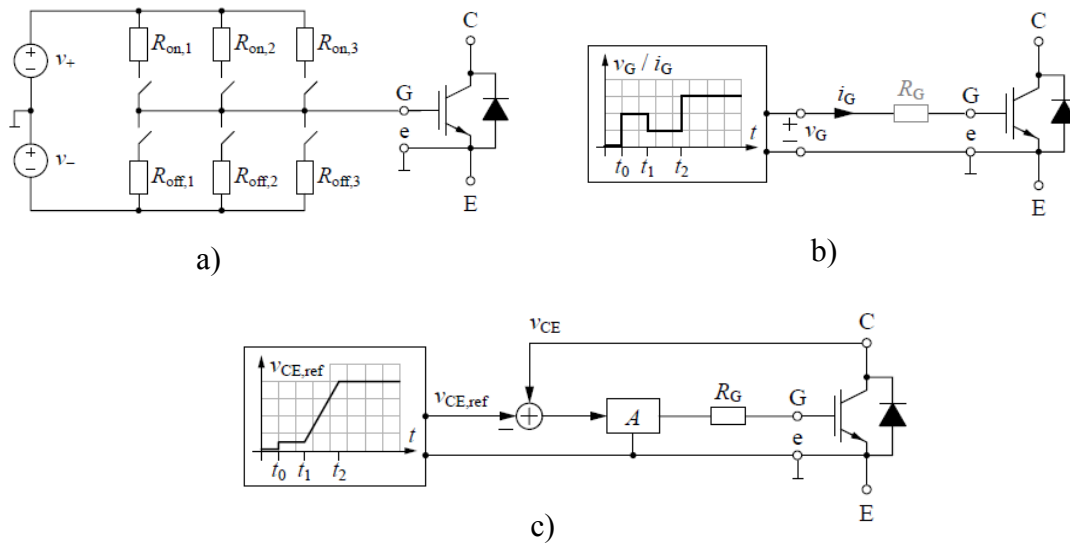
Suljettu kytKentänopeuden säätö puolestaan perustuu kollektorivirran ja/tai kollektori-emitteri-jännitteen takaisinkytkentään. Takaisinkytketyllä kytKentänopeuden säädöllä voidaan saavuttaa avointa säätöä parempi tarkkuus. Esimerkiksi kuormituksen ja lämpötilan aiheuttamat vaikutukset voidaan kompensoida paremmin. Lisäksi suljetulla kytKentänopeuden säädöllä voidaan parhaimmillaan saavuttaa samanlainen kytKentäkäyttäytyminen erilaisilla IGBT-tehomoduuleilla [10]. KytKentänopeuden avoimessa säädössä voidaan kuitenkin hyödyntää epäsuoraa tietoa IGBT:n toimintapisteestä. Esimerkiksi käyttölämpötilan ja kollektorivirran tiedetään vaikuttavan IGBT:n kytKentänopeuteen, joten virta- tai lämpötilatietoa voidaan hyödyntää kytKentänopeuden säädössä.

Suljetun säädön suurin heikkous on käytännön toteutuksen haastavuus, sillä se vaatii huomattavasti monimutkaisemman kytkennän toimiakseen. Lisäksi työn tavoitteena on saada toimiva kytKentänopeuden säätö tuotteeseen mahdollisimman nopeasti ja edullisesti, joten myös aikataulu- ja kustannustekijät puoltavat yksinkertaisempaa toteutusta.

KytKentänopeuden säätöön on myös olemassa valmiita integroituja ratkaisuja kuten esimerkiksi Infineonin valmistama EiceDRIVER™ 1EDS20I12SV -hilaohjainpiiri. Toimintaperiaatteeltaan kyseisen piirin jännitteen muutosnopeuden säätö perustuu takaisinkytkettyyn hilavirran säätöön, jonka avulla voidaan toteuttaa useita kytKentänopeustasoja. Etuna tällaisessa toteutuksessa on tarkka hilavirran säätö, jonka avulla kytKentänopeudet voidaan säätää tarkasti. Lisäksi kytKentähetki on jaettu kolmivaiheiseksi siten, että hilalle annetaan hyvin suuri virta kunnes hilajännite saavuttaa kynnysjännitteen $V_{ge(th)}$, minkä jälkeen siirrytään kytKentänopeuden säätötilaan. Säätötilan jälkeen hilajännite kiinnitetään positiiviseen hilajännitteeseen johtohäviöiden minimoimiseksi. Integroidun piirin käyttämisessä heikkoutena on, että piirin valinta käytännössä sitoo käyttämään kyseisen valmistajan komponenttia. Valmis integroitu piiri ei myöskään välttämättä sovellu suurimman virtakestoisuuden omaaville tehomoduuleille. [23]

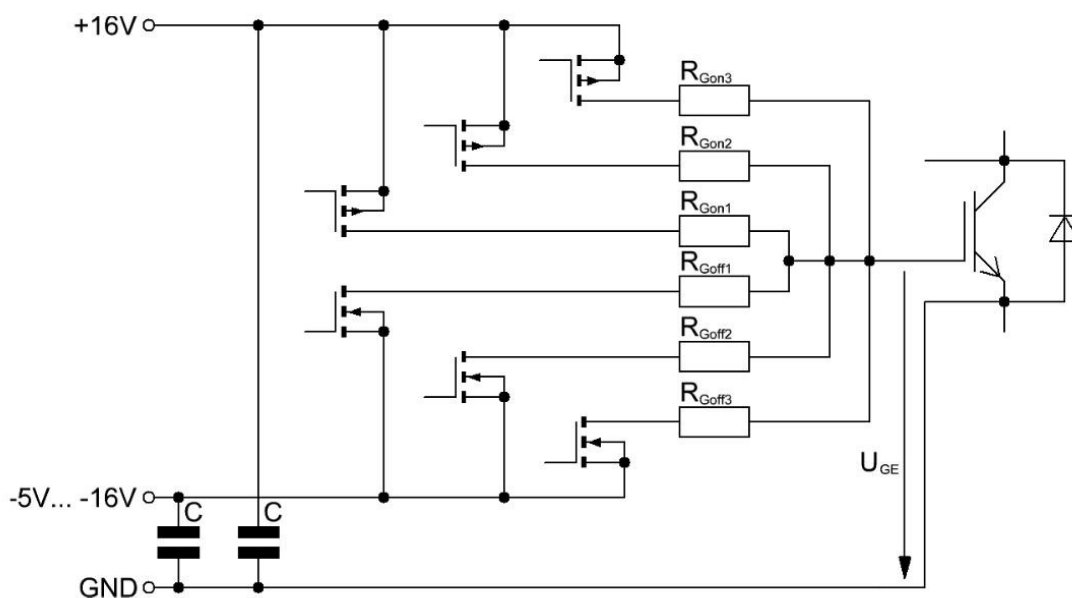
Kirjallisuudessa on esitetty useita erilaisia tapoja kytKentänopeuden säätämiseen. Eräs vaihtoehto on toteuttaa hilaohjain siten, että hilavastus toteutetaan kytkimillä ja vastuksilla. Näin kytkimillä voidaan muuttaa hila-resistanssia ja siten vaikuttaa kytKentänopeuteen. Toinen vaihtoehto on esimerkiksi virtalähteeseen perustuva hilaohjain, joka toimii siten, että kytKentänopeutta ohjataan muuttamalla virtalähteen lähtövirtaa. Näitä kytKentänopeuden säätömenetelmiä esitetään kuvassa 26, jossa vaihtoehto a kuvaa kytkimiin ja vastuksiin perustuvaa menetelmää. Vaihtoehto b puolestaan esittää virtalähteeseen perustuvaa hilaohjainta, jossa virtalähteen ohjausvirtaa muuttamalla voidaan säätää kytKentänopeutta. Vaihtoehto c puolestaan kuvaa takaisinkytketyn kytKentänopeuden säädön periaatetta, jossa ohjaus antaa ohjeen

jännitteen muutosnopeudelle ja varsinainen kytkentänopeuden säätö toteutetaan nopealla takaisinkytketyllä säätösilmukalla. [10]



Kuva 26: Kytkentänopeuden säätömenetelmät. Muokattu lähteestä [9]

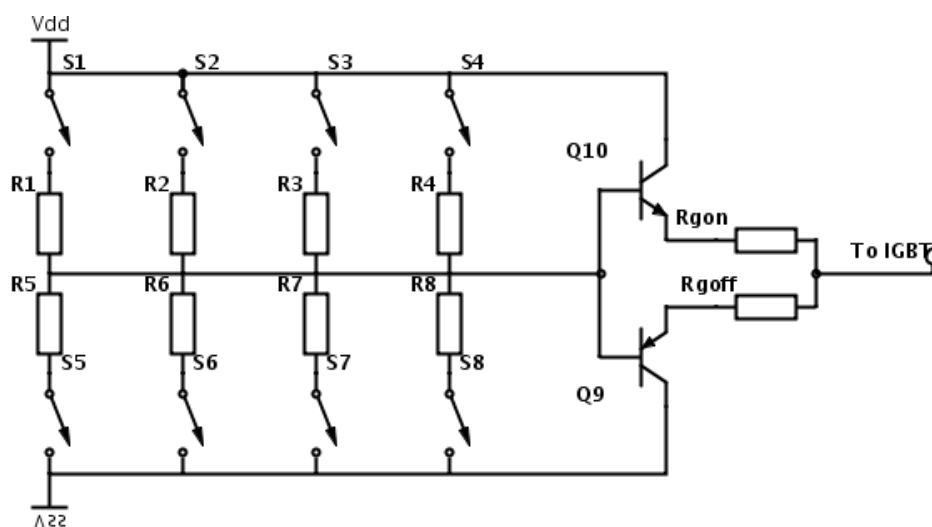
Käytännön toteutus kuvan 26 a mukaiselle kytkimillä valittaviin hilavastuksiin perustuvalla hilaohjaimelle esitetään kuvassa 27. Tällaista hilaohjainta kutsutaan myös digitaalseksi hilaohjaimeksi. Eri hilavastuksia voidaan valita esimerkiksi nopean digitaalisen ohjauslogiikan kuten FPGA:n (Field Programmable Gate Array) avulla. Kyseinen ratkaisu perustuu MOSFET-transistoreilla ohjattaviin vastuksiin, jossa transistorikytkinten ja hilavastusten avulla valitaan haluttu kytkentänopeus.



Kuva 27: MOSFET:illa toteutettu kytkettäviä vastuksia hyödyntävä hilaohjain. Muokattu lähteestä [8]

5.2 Työn mukainen toteutustapa

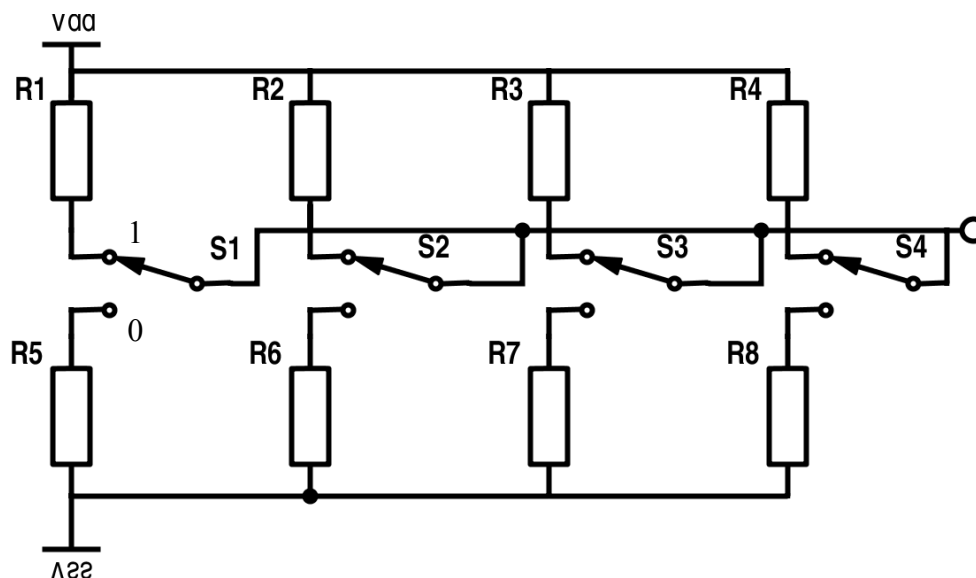
Tässä työssä IGBT:n kytkentänopeuden säätämiseen käytetään kuvan 28 mukaista kytkentää, jossa hilajännitettä ja virtaa voidaan muuttaa valitsemalla kytkimillä haluttu vastuskombinaatio. Vastuksien muodostama jännitejako määrää hilaohjaimen tuottaman jännitteen, joka puolestaan ohjaa vahvistinasteen kantavirtaa. Kantavirralla ladataan hilakapasitanssi varsinaisten hilavastusten kautta. Toteutus on yhdistelmä kytkimillä ohjattaviin vastuksiin ja virtalähteeseen perustuvista hilaohjainratkaisuista. Sijoittamalla vastusmatriisi vahvistinasteen etupuolelle saavutetaan pienet häviöt hilavastuksissa, ja lisäksi tällä tavalla on mahdollista toteuttaa enemmän erilaisia tiloja. Toteutustapa on siis yhdistelmä kuvassa 26 esitetyistä ensimmäisestä toteutustavasta ja kuvassa 15 esitetystä emitteriseuraajahilaohjaimesta.



Kuva 28: Työssä käytettävä hilaohjainkytkentä

Kyseinen toteutustapa valittiin tutkittavaksi, koska se on helppo lisätä perinteisesti käytössä olevaan emitteriseuraajahilaohjaimen. Käytännössä tämä vaatii vain neljä ohjainpiiriä tai transistoria toimimaan kytkiminä, nelikanavaisen galvaanisen erotuksen ohjaussignaalien ja hilaohjaimen välillä ja kahdeksan kappaletta vastuksia. Tämän toteutuksen suurimpia etuja ovat sen yksinkertaisuus ja erittäin halpa hinta monimutkaisempiin kytkentänopeuden säätötapoihin verrattuna. Lisäksi kytkentä on täysin takaisinpäin yhteensopiva perinteisen hilaohjaimen kanssa. Tämä puolestaan pienentää kynnystä kokeilla uutta ratkaisua ilman suurta riskiä tuotteen julkaisun viivästymisestä.

Kytkimien ohjaustavaksi toteutuksessa valittiin kuvan 29 mukainen bipolaarinen ohjaustapa. Tämä tarkoittaa sitä, että kytкимиä ohjataan pareittain siten, että vastakkaiset kytkimet ovat aina vastakkaisissa tiloissa. Esimerkiksi kun kytkin S1 on kiinni, niin kytkin S5 on auki ja vastaava pätee myös muille kytkinpareille. Tällä tavalla toteutettuun ohjauskäskeyn tarvitaan vain neljä bittiä. Toisaalta tämä ohjaustapa rajoittaa mahdollisten erilaisten vastuskombinaatioiden määrää. Ohjaustapa valittiin siitä syystä, että se on helppo toteuttaa edullisesti jo käytössä olevilla komponenteilla. Valitulla ohjaustavalla on mahdollista toteuttaa 16 erilaista vastuskombinaatiota. Käytännössä kuitenkin myös vastusarvot vaikuttavat mahdollisten kombinaatioiden määrään, sillä esimerkiksi vastusmatriisin läpi kulkeva virta ei saa olla liian suuri. Tätä kuitenkin käsitellään tarkemmin luvussa 5.4.



Kuva 29: Vastusmatriisin bipolaarinen ohjaustapa

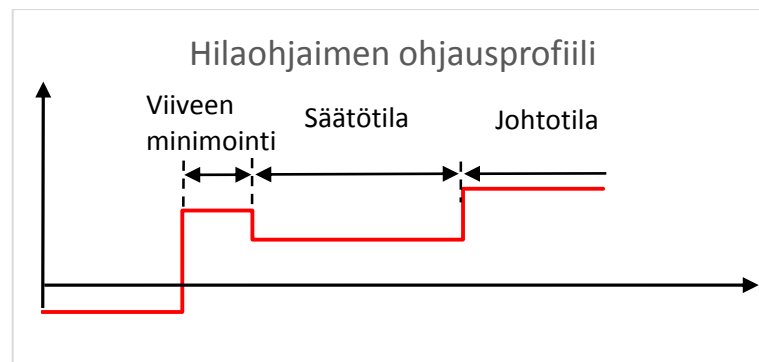
5.3 Kytkentänopeuden aktiivinen säätömenetelmä

Erilaisten kytkentänopeuksien tuottaminen itsessään ei ole uusi asia ja perinteisesti tämä on toteutettu erisuuruisten hilavastusten avulla. Perinteisesti hilavastukset on valittu sopivasti laitteen mitoitusvaiheessa ja tällä on saavutettu haluttu kompromissi kytkentähäviöiden ja laitteen tuottamien häiriöiden väliltä. Työn mukaisella hilaohjaimella voidaan toteuttaa useita erilaisia kytkentänopeuksia, joita voidaan myös vaihtaa reaaliaikaisesti, toisin kuin perinteisellä tavalla, joka vaatii laiteeseen fyysisiä muutoksia. Tämä ei kuitenkaan itsessään ole suuri parannus vaan lisäksi tarvitaan ohjaustapa, joka kykenee käyttämään kuhunkin käyttötilanteeseen parhaiten sopivaa kytkentänopeutta automaattisesti. Tässä luvussa esitellään mahdollisia tapoja tämän toteuttamiseksi.

Työn mukaisessa hilaohjaimessa ei ole suoraa takaisinkytkentää virran tai jännitteen muutosnopeudesta, mutta vastusmatriisia ohjaavaan logiikkaan on mahdollista helposti tuoda tietoa laitteen toimintapisteestä. Esimerkiksi lähtövirran suuruuden ja IGBT:n lämpötilan tiedetään vaikuttavan komponentin kytkentänopeuteen, joten niitä voidaan hyödyntää ohjauksen toteutuksessa. Hilaohjain ei siis itsenäisesti kykene kompensoimaan IGBT:n epäideaalisuuksia, vaan lisäksi tarvitaan ohjauslogiikka, joka valitsee sopivimman kytkentänopeuden käytettyjen ohjaussuureiden perusteella.

Säädettävällä hilaohjaimella on lisäksi mahdollista toteuttaa vaiheittainen päällekytkentä, jonka avulla päällekytkentäviive saadaan pidettyä mahdollisimman pienenä kaikilla kytkentänopeuksilla. Perinteisellä hilaohjauksella hilaresistanssin kasvattaminen kasvattaisi myös päällekytkentäviivettä. Tämä saattaisi esimerkiksi aiheuttaa ongelmia oikosulkuvalvonnan toteutuksessa, jos päällekytkentäviive kasvaa liian pitkäksi. Vaiheittainen päällekytkentä kuitenkin mahdollistaa, että hilajännite voidaan nostaa nopeasti lähelle IGBT:n kynnysjännitettä, minkä jälkeen siirrytään varsinaiseen kytkentänopeuden säätötilaan, jossa hilavirran suuruudella voidaan ohjata IGBT:n kytkentäkäyttäytymistä. Jos IGBT kytkettäisiin päälle pienellä hilavirralla heti kytkentähetken alusta alkaen, tästä syntyisi sitä suurempi viive päällekytkentään, mitä

hitaampaa kytkennopeutta käytetään. Hilaohjain myös mahdollistaa sen, että kun IGBT on jo kytkeytynyt päälle, niin hilajännite voidaan nostaa nopeasti mahdollisimman korkealle tasolle. Tämä puolestaan vähentää johtavassa tilassa syntyviä häviöitä. Tällainen ominaisuus tunnetaan myös hila-avustuksena (Gate Boosting), jonka avulla kytkennopeutta ja hilajännitettä voidaan kasvattaa hetkellisesti [8]. Perinteisellä hilaohjaimella hilajännite nousee suurimpaan arvoonsa hyvin hitaasti ja tämä lisää IGBT:n johtohäviöitä. Kuvassa 30 havainnollistetaan vaiheittaisen päällekytkennän toimintaa. Kuva esittää yksinkertaistetusti hilavirran käyrämuotoa päällekytkentähetkellä. Myös Infineonin valmistamassa EiceDRIVER™ -hilaohjainpiirissä on toteutettu vastaavan kaltainen vaiheittainen päällekytkentä-ominaisuus.

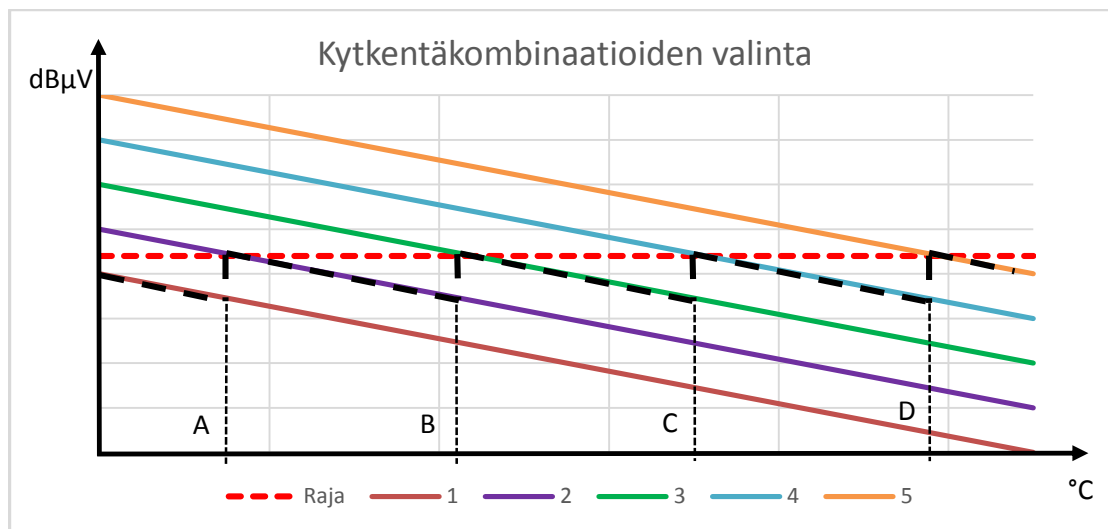


Kuva 30: Monivaiheisen päällekytkennän periaate

Työn päätutkimuskysymykseksi asetettiin se, voidaanko työn mukaisella vastusmatriisiin perustuvalla hilaohjaimella kompensoida säteilevien häiriöiden lämpötilariippuvuutta. Tässä perusolettamuksena on, että säteilevät häiriöt vähenevät testattavan laitteen käyttölämpötilan funktiona. On siis tutkittava, kuinka paljon häiriötasot laskevat lämpötilan funktiona eri kytkennopeuksilla. Näiden tulosten perusteella on mahdollista määritellä rajalämpötilat, joiden kohdalla vaihdetaan kytkennopeustilaa. Yksinkertaistettu malli tällaisesta ohjaustavasta esitetään kuvassa 31. Mallissa oletetaan, että suuremmalla kytkennopeudella säteilevien häiriöiden lähtötaso on korkeampi ja häiriötaso laskee käyttölämpötilan kasvaessa. Punainen katkoviiva puolestaan kuvaa suurinta sallittua rajaa säteileville häiriöille tietyllä taajuudella. Tämä taajuus on valittava pahimman päävirtapiiristä syntyvän häiriötason taajuuden perusteella. Mallikuvassa 31 säteilevien häiriöiden lämpötilariippuvuus on yksinkertaisuuden vuoksi oletettu lineaariseksi. Lisäksi eri kytkennopeudet on aseteltu tasaisin välein selkeyden vuoksi, vaikka tämä ei käytännössä toteutuisikaan yhtä tasaisesti. Kuvassa 31 esitetyt viisi laskevaa suoraa kuvaavat häiriötasoa ja lämpötilan funktiona eri kytkennopeuksilla.

Tämän mallin perusteella voidaan toteuttaa yksinkertainen ohjaustapa, jossa lämpötilan perusteella valitaan sopiva kytkennopeus. Ohjaustapa toimii siten, että lämpötilan kasvaessa voidaan siirtyä käyttämään nopeampaa kytkennopeutta, kun seuraavan kytkennopeusportaan tuottama häiriötaso alittaa sallitun rajan. Esimerkiksi lämpötilassa 1 voidaan siirtyä käyttämään toiseksi matalinta kytkennopeutta, ja vastaavasti lämpötilassa 2 voidaan siirtyä käyttämään kolmanneksi matalinta nopeutta. Tällöin häiriötaso ei koskaan ylitä sallittua tasoa ja samalla voidaan pienentää kytkennohäviöitä suuremmissa lämpötiloissa. Ohjaustavan toteuttamiseksi täytyy siis selvittää lämpötilat, joissa kytkennopeutta voidaan vaihtaa. Ennen kaikkea kuitenkin on selvítettävä, ovatko nämä lämpötilat järkevästi toteutettavalla alueella ja onko

säteilevien häiriöiden lämpötilariippuvuus ylipäättään niin suuri, että tämän ilmiön kompensointia kannattaa toteuttaa.



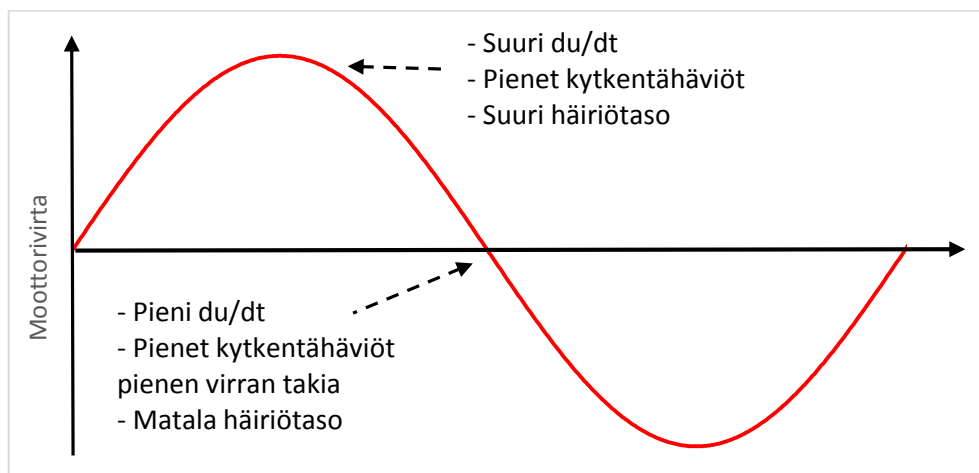
Kuva 31: Oletetut häiriötasot IGBT:n lämpötilan funktiona. Suorat kuvaavat häiriötasojen laskua eri kytkentänopeuksilla ja katkoviivalla kuvataan toteutunutta häiriötasoa, kun kytkentänopeutta kasvatetaan lämpötiloissa A, B, C ja D.

Toinen mahdollisuus ohjaussuureeksi on keskimääräinen lähtövirta. Lähtövirta vaikuttaa merkittävästi IGBT:n kytkentänopeuteen ja liitoslämpötilaan. Suurella kuormituksella useimmiten myös puolijohteen liitoslämpötila on korkea. Tästä syystä myös lähtövirtaa tai kuormitusta voidaan käyttää kytkentänopeuden säädön ohjaussuureena. Toisaalta on myös mahdollista, että esimerkiksi erittäin kylmää jäähdytysnestettä käyttäessä kytkentänopeus saattaisikin olla huomattavasti odotettua nopeampi ja tällöin laite tuottaisi odotettua enemmän häiriöitä.

Kolmas mahdollinen ohjaustapa on Kagerbauerin ja Jahnsin esittämä ohjaustapa, jossa kytkentänopeutta ohjataan vaihtosuuntaajan lähtövirran mukaisesti [24]. Kyseistä ohjaustapaa havainnollistetaan kuvassa 32. Menetelmän tarkoituksena on vähentää vaihtosuuntaajan tuottamia häiriöitä siten, että kytkentähäviöt kasvavat mahdollisimman vähän. Suurella virralla eli sinimuotoisen moottorivirran huippuarvon läheisyydessä voidaan käyttää suurta kytkentänopeutta ja vastaavasti pienellä virralla eli virran nollakohdan läheisyydessä voidaan käyttää pientä kytkentänopeutta. Etuna tässä tavassa on se, että kytkentähäviöt ovat pienet suurella moottorivirralla suuren kytkentänopeuden ansiosta ja vastaavasti pienellä moottorivirralla kytkentähäviöt ovat pienet, koska myös moottorivirta on pieni. Tällä tavalla kytkentänopeuden hidastaminen vaikuttaa kytkentähäviöihin mahdollisimman vähän. Vaihtosuuntaajan tuottamien häiriöiden kannalta puolestaan häiriöt ovat suurimmillaan suurella moottorivirralla ja pienimmillään pienellä moottorivirralla. Kun häiriötasosta lasketaan keskiarvo lähtövirran jakson ajalta, niin keskimääräinen häiriötaso laskee. Menetelmässä tulee kuitenkin ottaa huomioon, että huippuarvoilmaisimella mitatut häiriötasot eivät vähene, mutta näennäishuippu- tai keskiarvoilmaisimella mitatut häiriötasot puolestaan vähenevät. Tämä johtuu siitä, osa lähtövirran jaksonajasta käytetään suurta kytkentänopeutta, jolloin huippuarvoilmaisimella tunnistaa vain virran huippuarvon kohdalla syntyvän suuren häiriötason. Näennäiskeskiarvo- ja keskiarvoilmaisimella puolestaan otavat huomioon myös häiriötason vaihtelun ajan funktiona, jolloin näiden mittaustapojen tuottamat häiriötasot alenevat.

Tämä voidaan ymmärtää erilaisten ilmaisinten toimintaperiaatteiden perusteella, jotka käsiteltiin luvussa 4.3.1. [24]

Toisaalta tämän ohjaustavan toimivuuteen vaikuttaa esimerkiksi vaihtosuuntaajassa käytetty modulaatiomenetelmä. Esimerkiksi kaksivaiheista PWM-menetelmää käytettäessä samanaikaisesti kytketään vain kahta vaihtosuuntaajan haaraa ja yksi haara on aina kytketty positiiviseen tai negatiiviseen DC-jännitteeseen [25]. Tämä tarkoittaa sitä, että juuri siniaallon huippuarvojen kohdalla ei tehdä kytkentöjä, joten kyseinen kytkentänopeuden ohjaustapa ei välttämättä tuota odotettua vaikutusta.



Kuva 32: Kytkentänopeuden ohjausmenetelmä. Muokattu lähteestä [24]

5.4 Vastusmatriisin mitoitusperiaatteet

Työn mukaisen hilaohjainkytkennän toimintaperiaate on yksinkertainen. Eri kytkentänopeudet tuotetaan valitsemalla eri vastuskombinaatioita kytkinten avulla. Esimerkiksi päällekytkennässä suurin kytkentänopeus saadaan, kun päälle kytketään kaikki neljä kytkintä (tila 1111), ja nopein katkaisu saadaan, kun kaikki kytkimet kytketään nollatilaan (tila 0000). Vaikka valittu ohjaustapa mahdollistaakin 16 erilaista vastuskombinaatiota, niin tämä ei kuitenkaan tarkoita, että kaikki näistä tiloista olisivat käyttökelpoisia. Haastavinta työn toteutuksessa on mitoittaa kytkennässä käytettävät vastukset siten, että piirin toiminta on halutun kaltainen.

Mitoituksessa tavoitteena on saada mahdollisimman monta käyttökelpoista säätötilaa. Lisäksi tilat tulisi saada jakautumaan mahdollisimman tasaisesti siten, että tilalta toiselle siirryttäessä kytkentänopeus muuttuu tasaisin välein. Suurempi eritasoisten säätötilojen määrä parantaa säädön tarkkuutta, kun tilojen väliset erot kytkentänopeudessa ovat pienempiä. Lisäksi, jos eri säätötilat jakautuvat epätasaisesti, on hyvin toimivan ohjauksen toteuttaminen haastavampaa.

Tavoitteena on myös toteuttaa kytkentänopeuden säätö sekä päällekytkentään että virran katkaisuun. Käytetyn Trench Gate FS IGBT:n ominaisuuksista kuitenkin tiedetään, että katkaisunopeuden säätäminen hilavastusta muuttamalla on haastavaa, kuten todettiin luvussa 3.5.

Hilaohjaimen tulee tuottaa mahdollisimman suuri hilajännite, kun IGBT on johtavassa tilassa. Hilajännite vaikuttaa merkittävästi komponentissa syntyviin häviöihin. Yhden vastuskombinaation tulisi siis olla sellainen, että vastusmatriisiin jää mahdollisimman

pieni jännitehäviö. Tämä voidaan toteuttaa siten, että yksi vastuksista 1-4 valitaan hyvin pieniresistanssiseksi.

Hitaimman säätötilan tuottaman kytkentänopeuden tulee olla niin hidas, että tätä käyttämällä varmasti läpäistään haastavimmatkin vaatimukset säteilevien häiriöiden osalta kaikissa käyttöolosuhteissa.

Vastusmatriisin mitoituksen lisäksi on mitoittettava käytettävät säätöajat eri tiloille. Kuvassa 30 on esitetty monivaiheinen kytkentäprofiili, jonka työn mukainen hilaohjain mahdollistaa. Kytkentänopeuden muuttaminen kuitenkin tarkoittaa sitä, että jokaiselle säätötilalle on mitoittettava sopiva aika, joka tarvitaan kytkennän tapahtumiseen. Esimerkiksi liian lyhyttä säätöaikaa käyttämällä IGBT kytkeytyy päälle, kun hilajännite nostetaan nopeasti johtotilassa käytettävään jännitteeseen. Tällöin kytkentänopeuden säädön toiminta saattaa kääntyä päinvastaiseksi ja kytkentänopeus voikin kasvaa merkittävästi, vaikka tarkoituksena olisikin hidastaa kytkentää. Myös kytkentäviiveen minimointiin käytettävä aika on mitoittettava tarkasti sopivan pituiseksi. Myös kytkentäviiveen minimointiajan virheellisellä pituudella voi olla edellä mainitun kaltaisia haittavaikutuksia, jotka muuttavat ohjauksen toiminnan käänteiseksi odotettuun vaikutukseen nähden.

Kun käytetään jotakin muuta kuin äärimmäisiä kombinaatioita, joissa kaikki kytkimet ovat samassa asennossa, niin vastusmatriisin läpi kulkee virta. Mitoituksessa on otettava huomioon, että tämä virta ei ole liian suuri, jolloin vastusten tehonkesto ei ylitä. Tyypillisen tähän tarkoitukseen sopivan vastuksen tehonkesto voi olla esimerkiksi 0,25 W.

Vastusmatriisin jälkeen käytetään bipolaarivahvistinastetta, jonka virtavahvistus β kasvattaa merkittävästi matriisissa käytettävien vastusten resistanssia. Esimerkiksi satakertaisella virtavahvistuksella $1\ \Omega$ hilavastuksen vaikutus vastaa $100\ \Omega$ resistanssia vahvistinasteen etupuolella vastusmatriisissa. Tämä myös pienentää vastusmatriisissa syntyviä häviöitä merkittävästi. Lisäksi hilaohjaimen käyttöjännitteet vaikuttavat merkittävästi mitoitukseen. Tästä syystä käyttöjännitteet tulee olla valittu ennen kuin vastusmatriisin mitoitusta kannattaa tehdä.

Mitoituksen tekemisessä haastavaksi osoittautui se, että piirin toimintaan vaikuttaa hyvin moni asia ja yhdenkin parametrin pienellä muutoksella voi olla suuri vaikutus kokonaisuuteen. Tästä syystä yksi mitoitus ei välttämättä sovellu esimerkiksi erilaisille IGBT-tehoduuleille. Tämä puolestaan kasvattaa työmäärää merkittävästi, sillä perinteistä hilaohjainta käyttämällä yleensä pelkkien hilavastusten muutoksella ohjain saadaan toimimaan halutulla tavalla myös erikokoisilla IGBT-moduuleilla. Lisäksi myös säätöajat on mitoittettava uudelleen tai vähintäänkin tarkastettava, kun jotakin hilaohjaimen osaa muutetaan.

5.4.1 Mitoitusesimerkki

Tässä luvussa esitetään kaksi esimerkkilaskelmaa mahdolliselle hilaohjaimen vastusmatriisille. Tarkoituksena on selvittää eri parametrien muutosten vaikutusta piirin toimintaan. Käytännön toteutukseen valittuja tarkkoja komponenttiarvoja ei paljasteta, koska käytettyä mitoitusta tullaan hyödyntämään kaupallisessa tuotteessa.

Taulukossa 3 on esitetty mitoitusesimerkkinä yhdet mahdolliset arvot vastusmatriisin vastuksille. Esimerkissä käytetty hilaohjaimen käyttöjännite on $\pm 15\text{ V}$. Minkä tahansa muunkin jännitteen käyttäminen on mahdollista, mutta tämä tulee ottaa huomioon mitoitusta tehdessä.

| | | | |
|-----------|---------------|-----------|----------------|
| R1 | 150 Ω | R5 | 150 Ω |
| R2 | 1000 Ω | R6 | 1000 Ω |
| R3 | 2000 Ω | R7 | 2000 Ω |
| R4 | 1 Ω | R8 | 10000 Ω |

Taulukko 3: Vastusmatriisin mitoitus. Esimerkki 1

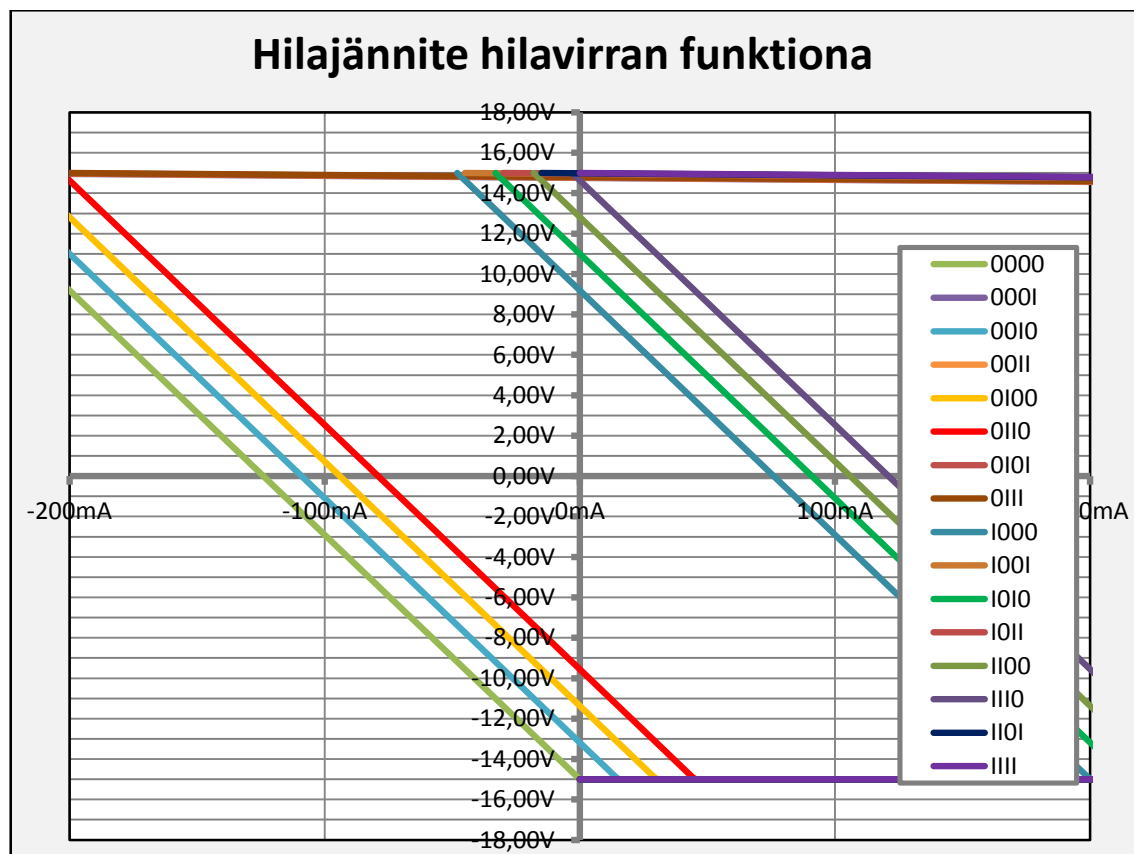
Taulukossa 4 esitetään kaikilla vastuskombinaatioilla toteutuvat vastusarvot. R_{high} kuvaa kyseisellä kombinaatiolla toteutuvaa kokonaisylösvektoresistanssia. Vastaavasti R_{low} kuvaa toteutuvaa kokonaisalasvetovastusta. ON/OFF-sarake puolestaan kuvaa toimintoa, jonka kyseinen kombinaatio toteuttaa. Vaihtoehtoina tälle ovat päällekytkentä tai sammutus. Viiva puolestaan tarkoittaa joko kiellettyä tilaa tai sitä, että kyseisellä tilalla ei ole hyödyllistä käyttötarkoitusta. Kielletty tila puolestaan tarkoittaa, että kyseisessä tilassa vastusten tehonkesto ylittyy.

| S1 | S2 | S3 | S4 | R_{high} | R_{low} | ON/OFF |
|-----------|-----------|-----------|-----------|------------------------------|-----------------------------|---------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | $\infty \Omega$ | 121 Ω | OFF |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 Ω | 122 Ω | - |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 2000 Ω | 129 Ω | OFF |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 Ω | 130 Ω | - |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1000 Ω | 138 Ω | OFF |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 Ω | 140 Ω | - |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 667 Ω | 148 Ω | OFF |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 Ω | 150 Ω | - |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 150 Ω | 625 Ω | ON |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 Ω | 666 Ω | - |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 140 Ω | 908 Ω | ON |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 Ω | 999 Ω | - |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 130 Ω | 1664 Ω | ON |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 Ω | 1996 Ω | - |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 122 Ω | 9898 Ω | ON |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 Ω | $\infty \Omega$ | ON |

Taulukko 4: Vastuskombinaatiot. Esimerkki 1

Kuvassa 33 esitetään eri vastuskombinaatioilla tuotetut hilajännitteet ja niitä vastaavat vastusmatriisin lähtövirrat. Kuvan mukaisessa mallissa hilakapasitanssin latautuminen oletetaan lineaariseksi. Lisäksi malli ei ota huomioon piirin muissa komponenteissa tapahtuvia häviöitä kuten bipolaaritransistorin jännitehäviötä. Mallin avulla voidaan helposti ja nopeasti nähdä karkea arvio eri tilojen vaikutuksesta kytkentänopeuteen. Lisäksi kuvan avulla on helppo todeta käytettävissä olevat kytkinkombinaatiot. Kyseinen malli itsessään ei ole riittävän tarkka, jotta sitä voitaisiin käyttää suoraan kytkentänopeuksien mitoituksessa. Jotta tämä olisi mahdollista, tulisi ottaa tarkasti huomioon hilaohjainpiirin komponenttien epäideaalisuudet ja hajasuureet. Kyseinen malli kuitenkin on riittävä, kun tätä hyödynnetään yhdessä kytkentänopeuden mittausten kanssa. Kuvissa 33 ja 34 virta kasvaa asteikossa vasemmalta oikealle, joten hilavirta on sitä suurempi, mitä pienempi kulmakerroin käyrällä on. Mallin avulla ei voi päätellä piirin

käyttäytymistä esimerkiksi erittäin pienellä resistanssilla. Kuvissa pieniresistanssiset kombinaatiot näkyvät lähes vaakasuorina käyrinä. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että tällöin vastusmatriisi ei rajoita virran kulkua lähes ollenkaan, vaan virran kulkua rajoittaa jokin muu tekijä kuten hilaresistanssi tai vahvistinasteen transistorien ominaisuudet.



Kuva 33: Hilajännite hilavirran funktiona. Esimerkki 1. Kuvaajassa esitetyt suorat kuvaavat vastusmatriisin tuottamaa ohjausvirtaa, jolla ladataan hilakapasitanssia taulukossa 4 esitettyjen vastusarvojen mukaan laskettuna.

Taulukoissa 5 ja 6 esitetään toinen esimerkki mahdollisesta mitoituksella hilaohjaimen vastusmatriisille. Toisessa esimerkissä tarkoituksena ensimmäiseen verrattuna oli kasvattaa eri tilojen välisiä eroja siten, että tilat kuitenkin jakautuvat tasaisesti. Lisäksi tarkoituksena oli nopeuttaa katkaisua huomattavasti. Tämän haittavaikutuksena kuitenkin on se, että tällöin kaikki katkaisuun soveltuvat tilat ovat hyvin lähellä toisiaan.

| | | | |
|-----------|--------------|-----------|----------------|
| R1 | 150 Ω | R5 | 20 Ω |
| R2 | 300 Ω | R6 | 2000 Ω |
| R3 | 600 Ω | R7 | 4000 Ω |
| R4 | 1 Ω | R8 | 10000 Ω |

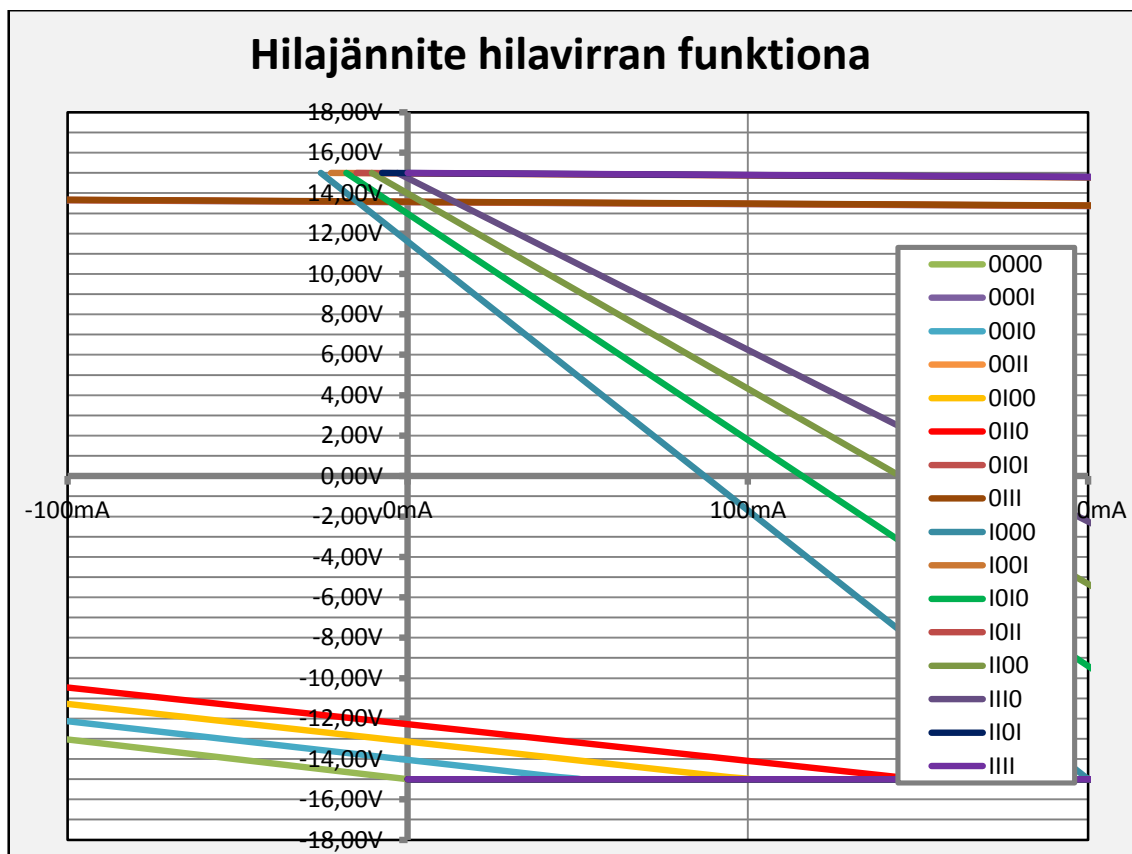
Taulukko 5: Vastusmatriisin mitoitus. Esimerkki 2

Taulukosta 5 nähdään toisen esimerkkilaskelman vastusarvot. Näistä voidaan huomata, että ensimmäiseen esimerkkiin verrattuna vastuksia R2 ja R3 on pienennetty ja vastuksia R6 ja R7 on kasvatettu. Tällä on pyritty kasvattamaan eroja päällekytkentään käytettävien

vastuskombinaatioiden välillä. Vastuksen R5 pienentämisellä on haettu huomattavasti suurempaa katkaisunopeutta.

| S1 | S2 | S3 | S4 | R _{high} | R _{low} | ON/OFF |
|----|----|----|----|-------------------|------------------|--------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | $\infty \Omega$ | 20 Ω | OFF |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 Ω | 20 Ω | |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 600 Ω | 20 Ω | OFF |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 Ω | 20 Ω | |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 300 Ω | 20 Ω | OFF |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 Ω | 20 Ω | |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 200 Ω | 20 Ω | OFF |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 Ω | 20 Ω | |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 150 Ω | 1175 Ω | ON |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 Ω | 1332 Ω | |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 120 Ω | 1664 Ω | ON |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 Ω | 1996 Ω | |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 100 Ω | 2849 Ω | ON |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 Ω | 3984 Ω | |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 86 Ω | 9898 Ω | ON |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 Ω | $\infty \Omega$ | ON |

Taulukko 6: Vastuskombinaatiot. Esimerkki 2



Kuva 34: Hilajännite hilavirran funktiona. Esimerkki 2. Kuvaajassa esitetyt suorat kuvaavat vastusmatriisin tuottamaa ohjausvirtaa, jolla ladataan hilakapasitanssia taulukossa 6 esitettyjen vastusarvojen mukaan laskettuna.

6 Mittaukset

Hilaohjainkonseptin toimintaa lähdettiin tutkimaan mittaamalla IGBT:n toimintaa yksinkertaisella prototyyppikytkennällä, jossa erisuuruisia vastuksia pystyi helposti valitsemaan DIP-kytkimillä. Tätä prototyyppikorttia testattiin erilaisilla vastusmatriisin arvoilla kaksoispulssikokeessa. Kaksoispulssikokeen avulla oli tarkoitus selvittää karkealla tasolla suuruusluokka sille, kuinka paljon kytkentänopeuteen voidaan vaikuttaa vastusmatriisin avulla ja miten vastusarvot tulisi mitoittaa mahdollisimman hyvän toiminnan saavuttamiseksi. Tämän jälkeen kytkentänopeuksia mitattiin hilaohjaimen todellista käyttötarkoitusta paremmin vastaavassa prototyyppivaihtosuuntaajassa. Käytännössä mittaus tapahtui siten, että vaihtosuuntaajan pyörittäessä pientä testimoottoria mitattiin vaihtosuuntaajan yhden haaran hilajännitettä ja kollektori-emitteri-jännitettä. Kollektorivirtaa ei mitattu tässä testissä. Kollektorivirran tarkka mittaaminen olisi ollut haastavaa, koska vaihtosuuntaajan kuormitus oli kyseisessä järjestelyssä hyvin pieni käytettävän tehpuolijohteen nimellisvirtaan nähden. Näiden mittausten perusteella hilaohjaimen vastusmatriisi mitoitettiin säteilevien häiriöiden mittausta varten. Viimeiseksi laitteen tuottamat säteilevät häiriöt mitattiin häiriöiltä suojatussa EMC-laboratoriossa CISPR 25-standardin mukaista mittaustapaa käyttäen. Työn mittauksille asetettiin seuraavia tavoitteita: Varmistaa vastusmatriisiin perustuvan kytkentänopeuden säätöpiirin toiminta. Tutkia IGBT:n lämpötilan vaikutusta vaihtosuuntaajan säteileviin häiriöihin. Tutkia kytkentänopeuden säädön vaikutusta vaihtosuuntaajan säteileviin emissioihin. Voiko työnmukaisella toteutuksella kompensoida IGBT:n lämpötilariippuvuuden vaikutusta vaihtosuuntaajan säteileviin häiriöihin.

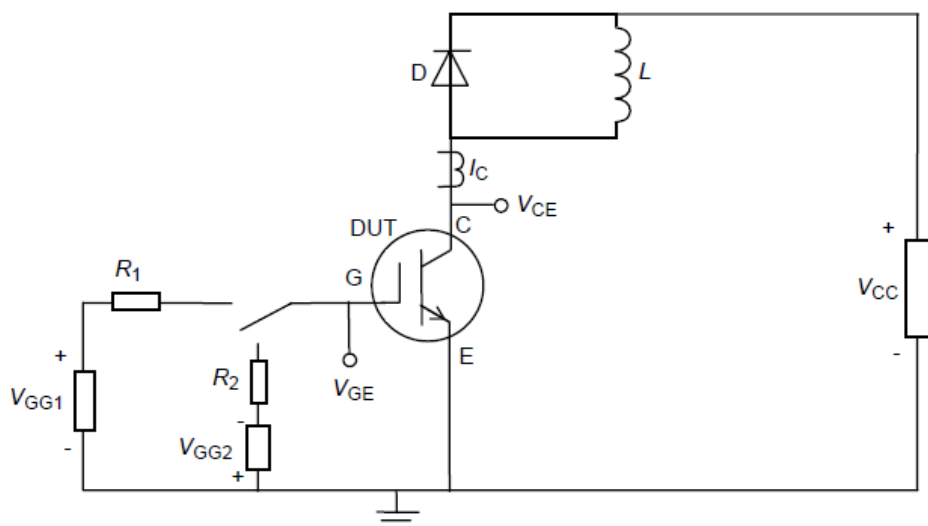
Luvussa 6.1 esitetään kaksoispulssikokeen mittausjärjestely ja ensimmäisellä kytkentänopeuden säätöpiirin prototyyppillä suoritettut mittaukset. Luvussa 6.2 kytkentänopeuden säätöpiirin toimintaa tarkastellaan kytkentänopeuden mittausten perusteella todellisessa käyttötilanteessa. Luvussa 6.3 esitetään säteilevien häiriöiden mittaustapa ja mittaustulokset. Luvussa 6.4 puolestaan esitetään mittausten perusteella tehdyt johtopäätökset ja tulevaisuuteen jäävät jatkokehitysmahdollisuudet.

6.1 Kaksoispulssikoe (IGBT:n kytkentäkäyttäytyminen)

Kaksoispulssikokeen tarkoituksena on saada selville perustietoa kytkentänopeuden säätöpiirin vaikutuksesta IGBT:n kytkentäkäyttäytymiseen. Oleellista on saada selville suuruusluokka, kuinka paljon kytkentänopeutta voidaan säätää työn mukaisella menetelmällä sekä päällekytkennässä että katkaisussa. Lisäksi on erittäin tärkeää tutkia ohjauspiirin erilaisten vastusarvojen vaikutusta kytkentänopeuteen. Ennen kuin hilaohjaimen vaikutusta säteileviin häiriöihin voidaan pohtia, on tunnettava hilaohjaimen vaikutus IGBT:n kytkentäkäyttäytymiseen. Mitoitusarvojen ja todellisen kytkentänopeuden välisen yhteyden tunteminen nopeuttaa uusien mitoitusarvojen suunnittelua, sillä tämän tiedon perusteella mitoitusarvot osataan korjata halutulla tavalla. Kaksoispulssikoetta käytetään yleisesti myös komponenttien kytkentähäviöenergioiden mittaamiseen, mutta häviöiden tarkastelu on jätetty tämän työn ulkopuolelle.

6.1.1 Kaksoispulssikokeen mittausjärjestely

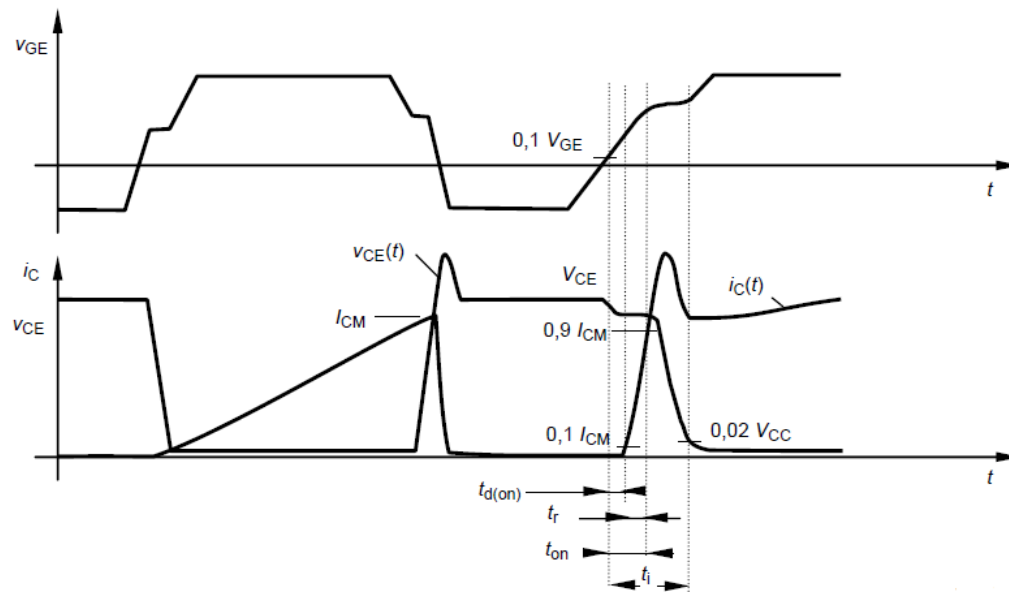
Kaksoispulssikokeen tarkoituksena on mitata tehpuolijohteen kytkentäkäyttäytymistä. Tähän kuuluvat kytkentäviiveet $t_{d(on)}$, $t_{d(off)}$, nousu ja laskuajat t_r , t_f , päälle- ja poiskytkentäajat t_{on} , t_{off} ja päällekytkentä- ja katkaisuenergiat E_{on} ja E_{off} . Kyseinen testi on määritelty tarkemmin IEC 60747-9 -standardissa [26]. Kaksoispulssikokeessa käytetty IGBT-tehoduulin tyyppi oli Fuji 2MBI600VXA-120E-50.



Kuva 35: Kaksoispulssitestilaitteen piirikaavio. DUT kuvaa testattavaa komponenttia.
Muokattu lähteestä [26]

Testissä IGBT kytketään päälle kahdesti, jossa ensimmäisen pulssin aikana kuormainduktanssin L virta nousee määrätylle tasolle. Kuormainduktanssin tulee olla riittävän suuri, jotta virta pysyy lähes vakiona pulssien välisenä aikana. Testin aikana mitataan kollektorivirtaa I_c , hilajännitettä V_{ge} ja kollektori-emitteri-jännitettä V_{ce} . Mittaukset suoritetaan toiselta päällekytkentähetkeltä ja tämän jälkeen tapahtuvalta katkaisuhetkeltä. Koetta varten tulee määritellä olosuhteet, joissa mittaukset suoritetaan. Tärkeimmät näistä muuttujista ovat [26]

- liitoslämpötila T_j
- pääpiirin jännite V_{cc}
- kollektorivirta I_c ennen toista päällekytkentää
- positiivinen ja negatiivinen hilajännite $-V_{ge}$ ja $+V_{ge}$
- hilavastus R_g .

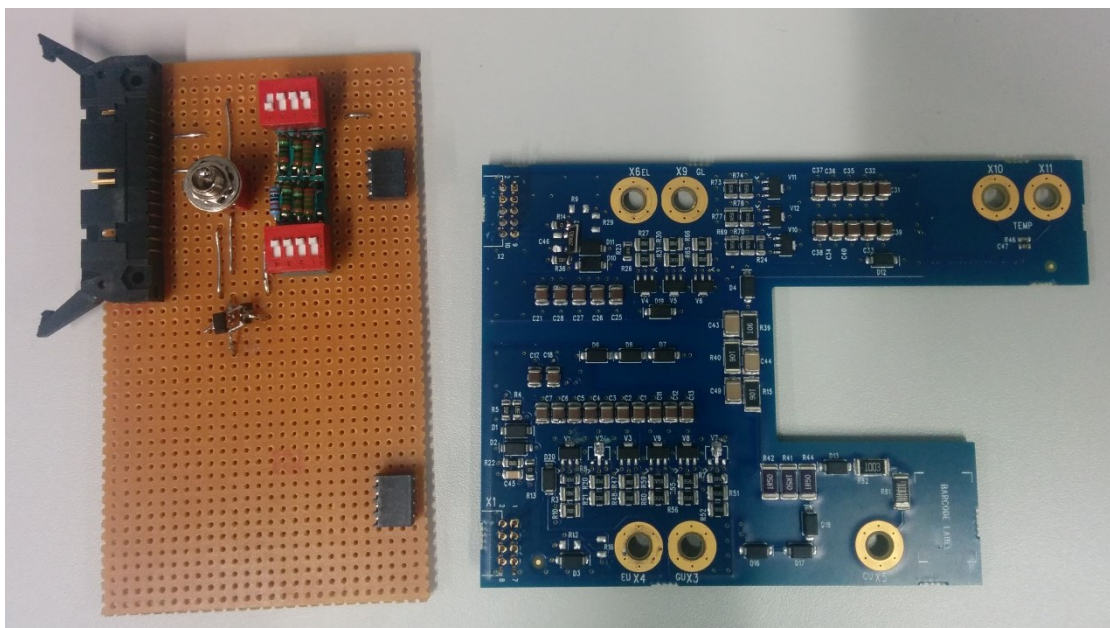


Kuva 36: Kaksoispulssikokeen tyypilliset virran ja jännitteen käyrämuodot. Muokattu lähteestä [26]

Mittaukset suoritettiin 700 V:n välipiirin jännitteellä ja 100 A:n kollektorivirralla 25°C:n lämpötilassa. Hilajännitteet puolestaan viritettiin siten, että vastusmatriisin käyttöjännite oli aina +15 V ja -8 V. Näitä käyttöjännitteitä jouduttiin hienosäätämään, koska erilaisten vastusarvojen vastusmatriisin aiheuttaman kuormitus vaikutti hila-adapterilla näkyvien käyttöjännitteiden suuruuteen.

Kuvassa 37 esitetään kaksoispulssikokeessa käytetty kytkentänopeuden säätöpiirin ensimmäinen prototyyppi, jossa eri vastusarvoja voidaan valita käsin kytkimien asentoa muuttamalla. Vasemmanpuoleinen piirikortti sisältää vastusmatriisin ja kytkimet, joiden avulla eri vastuskombinaatioita voidaan valita. Oikeanpuoleinen piirikortti puolestaan on hila-adapterikortti, joka sisältää BJT-vahvistinasteen ja hilavastukset.

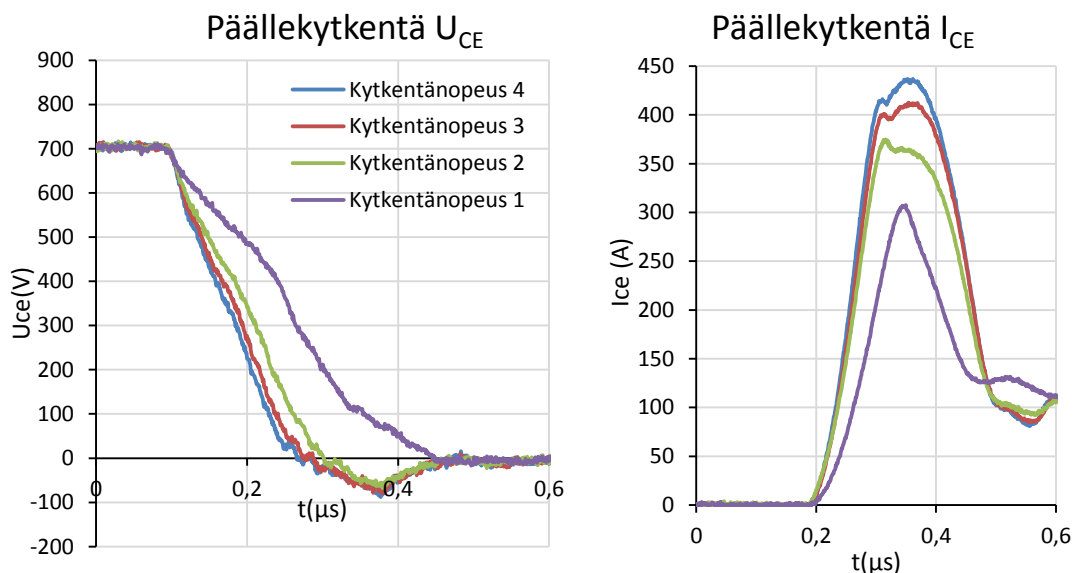
Mittausjärjestely rakennettiin siten, että mitattava tehoduuli liitettiin kaksoispulssilaitteiston päävirtapiiriin. Testilaitteisto tuottaa ohjauspulssit hila-adapterille, joka puolestaan ohjaa IGBT:n hilaa. Hila-adapterin ja testilaitteiston väliin liitettiin prototyyppikortti, jonka avulla vastuskombinaatioita ja vastusarvoja oli helppo muuttaa. Jokaisen kokeen välissä vastuskombinaatioita muutettiin käsin kytkinten avulla.



Kuva 37: Kaksoispulssikokeessa käytetty kytkentänopeuden säätöpiirin ensimmäinen prototyyppi ja hila-adapterikortti

6.1.2 Mittaustulokset

Kaksoispulssikokeen avulla pyritään selvittämään, kuinka paljon eri vastusarvoilla voidaan vaikuttaa IGBT:n kytkentänopeuteen sekä päällekytkennässä että virran katkaisussa. Koe suoritettiin useilla erilaisilla vastusmatriisin vastusarvoilla ja tässä esitetään niistä tärkeimmät tulokset.



Kuva 38: Vastusarvojen vaikutus päällekytkentään

Kuvasta 38 on vaikea arvioida tarkemmin eri jännitteen ja virran muutosnopeuksien suuruutta. Taulukossa 7 esitetään tarkemmin näiden käyrien perusteella lasketut jännitteen ja virran muutosnopeudet. Tässä huomattavaa on, että muutosnopeudet

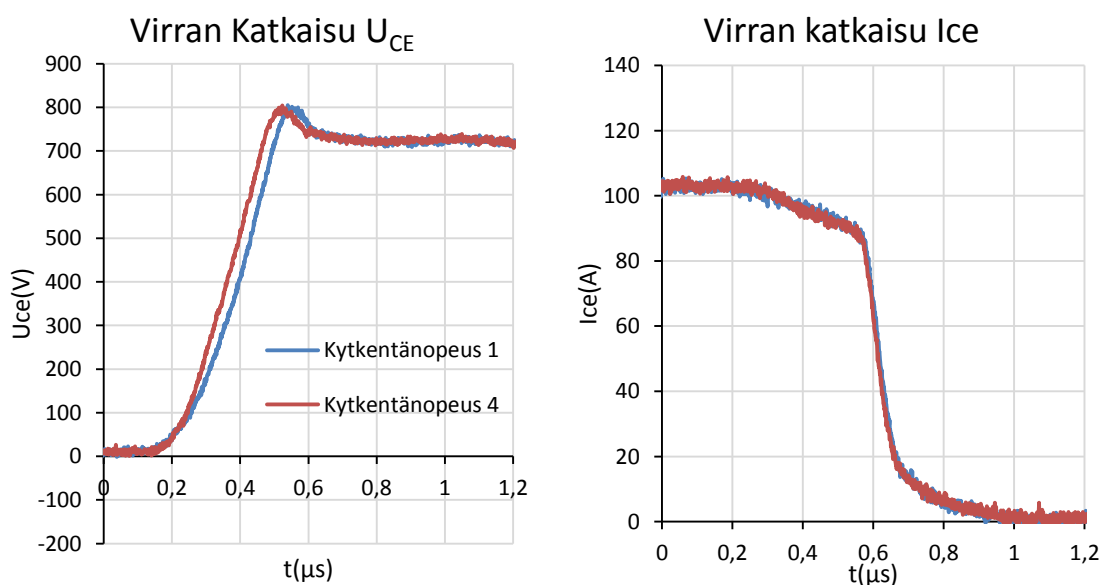
kuvaavat käyrien suurinta muutosnopeutta. Tämä tarkoittaa sitä, että muutosnopeus on mitattu käyrien jyrkimmästä kohdasta. Näistä mittaustuloksista nähdään, että nopeimman ja hitaimman kytkentänopeuden ero on lähes kaksinkertainen molemmissa, sekä jännitteen että virran muutosnopeudessa. Toisaalta on hyvä huomata, että taulukossa esitetyt suurimmat kytkentänopeudet jakaantuvat huomattavasti tasaisemmin kuin kuvassa 38 esitetyissä käyrämuodoissa silmämääräisesti tarkasteltuna.

| | $du/dt(V/\mu s)$ | $di/dt(A/\mu s)$ |
|------|------------------|------------------|
| 1111 | 6158 | 4583 |
| 1110 | 5185 | 4016 |
| 1010 | 4512 | 3768 |
| 0110 | 3903 | 3334 |
| 0010 | 3221 | 2368 |

Taulukko 7: Virran ja jännitteen muutosnopeudet eri kombinaatioilla

Kuvasta 38 nähdään jännitteen muutos neljällä eri kytkentänopeudella. Kuvasta on kuitenkin vaikea silmämääräisesti arvioida jännitteen muutosnopeutta. Kollektorivirran käyrämuodosta puolestaan erottuu selvästi vastadiodin takavirtapiikki. Takavirtapiikki näkyy erityisesti suurena siitä syystä, että mittausta suoritettiin komponentin virtakestoisuuteen nähden suhteellisen pienellä virralla. Komponentin virtakestoisuus oli 600 A kun taas mittausta suoritettiin 100 A:n kollektorivirralla.

Kuvista 38 ja 39 nähdään hilaohjaimen vastusarvojen vaikutus kytkentänopeuteen sekä päällekytkennässä että virran katkaisussa. Kuvista voidaan havaita, että päällekytkentähetkellä eri vastusarvoilla on vaikutus kytkentänopeuteen. Lisäksi vaikutus on erityisesti havaittavissa vastadiodin takavirran suuruudessa, joka pienenee merkittävästi suurempaa vastusarvoa käytettäessä. On myös hyvä huomata, että kuvista ei voi vertailla vastusarvojen vaikutusta kytkentäviiveisiin, koska käyrät on aseteltu päällekkäin jännitteen ja virran muutosnopeuden vertailemisen helpottamiseksi. Kytkentänopeuden säätöpiirin ensimmäisen prototyypin suorituskyky eli vaikutus kytkentänopeuteen ei kuitenkaan osoittautunut aivan toivotun suuruiseksi.



Kuva 39: Vastusarvojen vaikutus virran katkaisuun

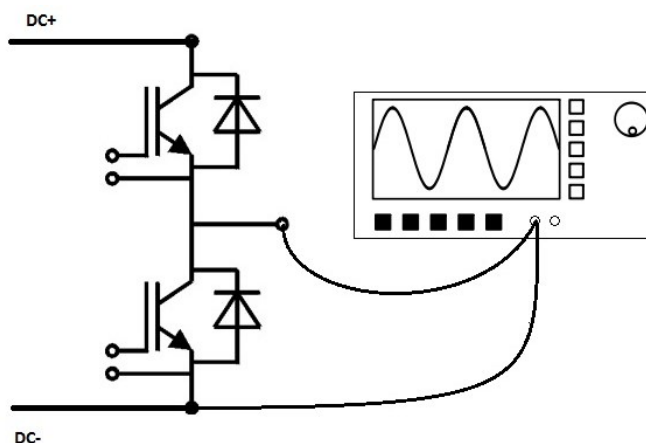
Kuvassa 39 esitetyssä virran katkaisunopeuden mittauksessa käytettiin kahta erisuuruista vastusarvoa, jotka olivat suuruudeltaan noin $50\ \Omega$ ja $500\ \Omega$. Tästä voidaan huomata, että edes suurella vastusarvon muutoksella ei ole merkittävää vaikutusta katkaisunopeuteen. Jännitteen muutosnopeus pienenee hieman vastusarvoa kasvattaessa, mutta virran muutosnopeuteen vastusarvolla ei ole havaittavaa vaikutusta. Tämä on kuitenkin odotettu tulos, sillä käytetyllä Trench Gate FS -tyyppisellä IGBT:llä sen ominaisuuksiin kuuluu, että virran katkaisussa kytkentänopeuden säätäminen on haastavaa luvussa 3.5 esitettyjen ominaisuuksien takia.

6.2 Kytkentänopeuden mittaust

Kytkenänopeuden mittauksen tarkoituksena oli mitata kytkentänopeuden säätöpiirin toimintaa sen todellisessa käytössä. Varsinaisesti näissä mittauksissa mitattiin vain jännitteen muutosnopeutta, koska riittävän tarkan ja toimivan virranmittauksen toteuttaminen kyseisessä mittausjärjestelyssä oli hyvin haastavaa. Lisäksi aiemmin esitetyistä kaksoispulssikokeen mittaustuloksista voidaan huomata, että kytkentänopeuden säädöllä on merkittävä vaikutus sekä jännitteen että virran muutosnopeuteen.

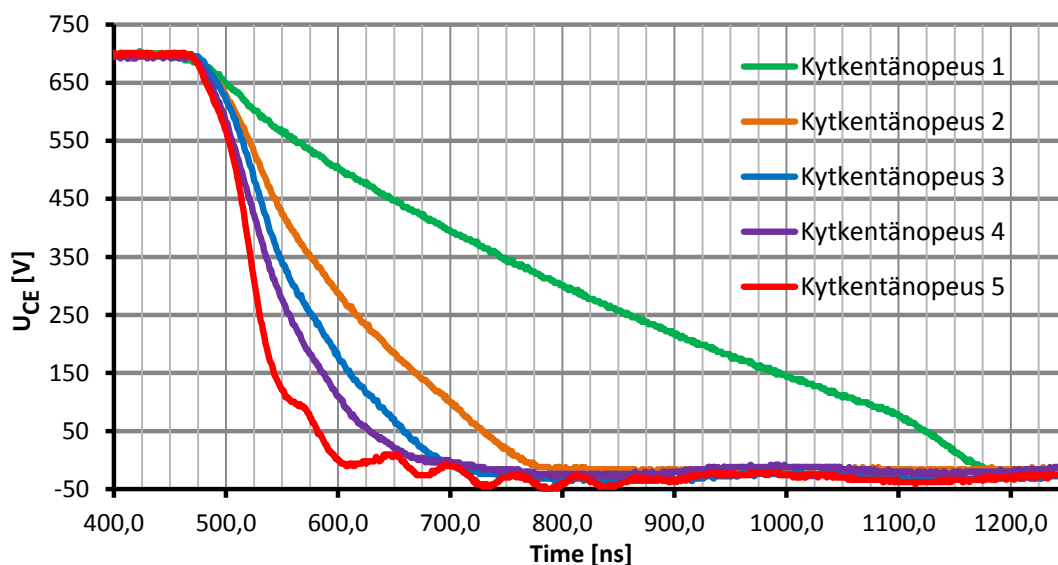
6.2.1 Mittausjärjestely

Hilaohjaimen vaikutusta kytkentäkäyttäytymiseen mitattiin moottorikäytössä, jotta kytkentänopeuden säädön toimintaa saataisiin testattua mahdollisimman hyvin laitteen normaalia toimintaa vastaavassa tilanteessa. Mittauksissa käytettiin ABB:n raskaisiin työkoneläkökäyttöihin tarkoitettua vaihtosuuntaajamoduulia, joten mittaust vastaisi mahdollisimman hyvin todellisen laitteen käyttötilannetta. Käytännössä mittaust toteutettiin siten, että vaihtosuuntaajaa syötettiin 700 V laboratorioteholähteellä ja lähtöön kytkettiin 2 kW:n induktiomoottori, ja IGBT:n kollektori-emitterijännitettä mitattiin oskilloskoopilla. Kollektorivirtaa ei mitattu tässä mittausjärjestelyssä, koska testattavan laitteen kuormitus oli hyvin pieni laitteen nimellistehoön nähden ja tästä syystä kollektorivirran mittaaminen ei tuottaisi luotettavia tuloksia. Moottorikäytössä mitattaessa ja EMC-testissä käytettiin erityyppisiä suuremman virtakestoisuuden omaavia IGBT-tehomoduulia kuin kaksoispulssikokeessa. Kytkentänopeuden mittauksissa ja säteilevien häiriöiden mittauksissa käytettiin Fuji Electricin valmistamia 2MBI1400VXB-120P-50 -tehomoduuleja.



Kuva 40: Jännitteen muutosnopeuden mittausjärjestely

6.2.2 Mittaustulokset



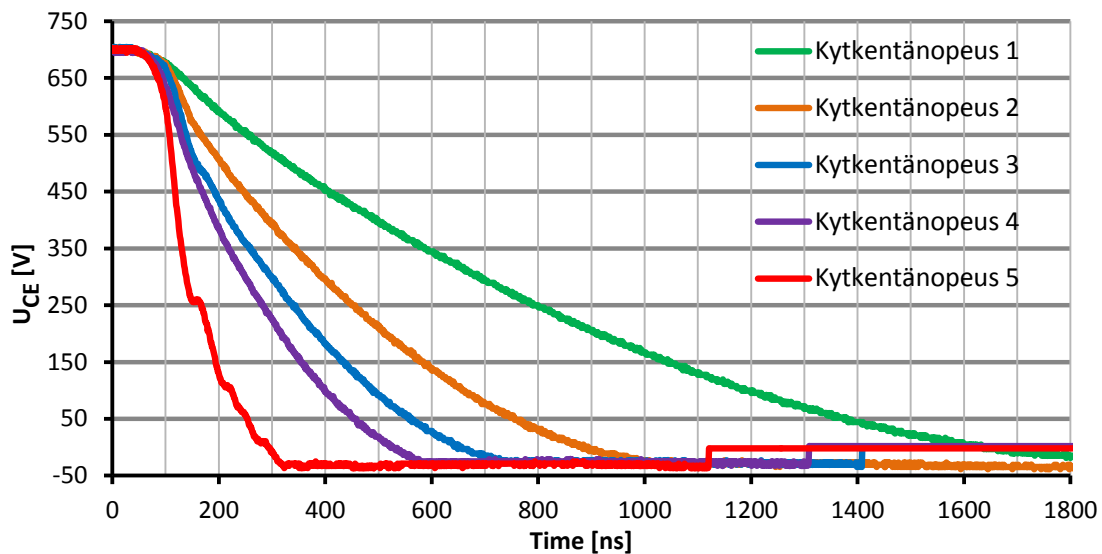
Kuva 41: Kyt Kentäkäyttäytyminen

Kuvassa 41 esitetään hilaohjaimen ensimmäisen mitoituksen tuottamat jännitteen muutosnopeudet. Näitä kyt Kentänopeuksia käytettiin myös EMC-testeissä, joten kyseisten kyt Kentänopeuksien vaikutusta voidaan verrata suoraan EMC-testeissä saatuihin tuloksiin. Käyristä voidaan lisäksi huomata, että erityisesti toiseksi ja kolmanneksi nopeimmat kyt Kentänopeudet ovat suhteellisen lähellä toisiaan, joten suurta eroa näiden välillä ei ollut odotettavissa myöskään säteilevien häiriöiden osalta. Nopeimman tilan käyrämuodossa on selvästi havaittavissa värähtelyä. Tästä voidaan päätellä, että nopeimmassa tilassa hilaresistanssi ei tuota riittävää vaimennusta värähtelyn poistamiseksi. Hitaimman tilan osalta puolestaan voidaan havaita selkeä muutos kyt Kentänopeudessa noin 1100 ns:n kohdalla. Tämä johtuu luvussa 5.3 esitetystä säätöajan pituudesta, jota havainnollistettiin kuvassa 30. Käytetty säätöaika on siis liian lyhyt ja hilaohjain kasvattaa ohjausjännitettä liian aikaisin, joten kyt Kentänopeus muuttuu kesken kyt Kennän. Lisäksi täytyy ottaa huomioon, että mittausta suoritettiin hyvin pienellä virralla. Tämä tarkoittaa sitä, että virran muutokseen kuluva aika on hyvin lyhyt. Koska virran ja jännitteen muutokset tapahtuvat peräkkäin, kuten luvussa 3.3 esitetään, täytyy ottaa huomioon myös virran muutoksen vaatima aika. Suuremmalla virralla virran muutokseen kuluva aika on pidempi. Jos kyt Kentänopeuden säätöaika on asetettu liian lyhyeksi, niin aika ei riitä jännitteen muutokselle. Tämä puolestaan voi johtaa odottamattomaan käytökseen, jolloin virran kasvaessa jännitteen muutosnopeus kasvaakin merkittävästi.

Taulukossa 8 esitetään kuvassa 41 esitettyjen mittaustulosten perusteella päivitetyn mitoituksen mukaiset vastusmatriisin arvot suhteellisarvoina ensimmäiseen mitoitukseen verrattuna.

| | | | |
|----|------|----|-----|
| R1 | 6,8 | R5 | 1,0 |
| R2 | 1,0 | R6 | 0,1 |
| R3 | 4,5 | R7 | 2,1 |
| R4 | 10,0 | R8 | 1,0 |

Taulukko 8: Päivitetyn mitoituksen vastusarvot suhteellisarvoina ensimmäiseen mitoitukseen verrattuna.



Kuva 42: Päivitettyt kyt Kentänopeudet

Päivitetyllä mitoituksella suoritettujen mittaustulosten perusteella nähdään, että erot eri kyt Kentänopeuksien välillä ovat tasaisemmat ja säätöalue on laajempi. Lisäksi hitaimman tilan säätöaika on riittävän pitkä, ja jännite laskee tasaisesti. Kolmessa ensimmäisessä käyrässä esiintyvä askelmainen hyppäys käyrän loppupäässä johtuu oskilloskoopin mittaussikun pituudesta. Tämä muutos ei siis kuvaa todellista jännitettä. Myös kyt Kentänopeudella 5 näkynyt värähtely on huomattavasti pienempää edelliseen mitoitukseen verrattuna.

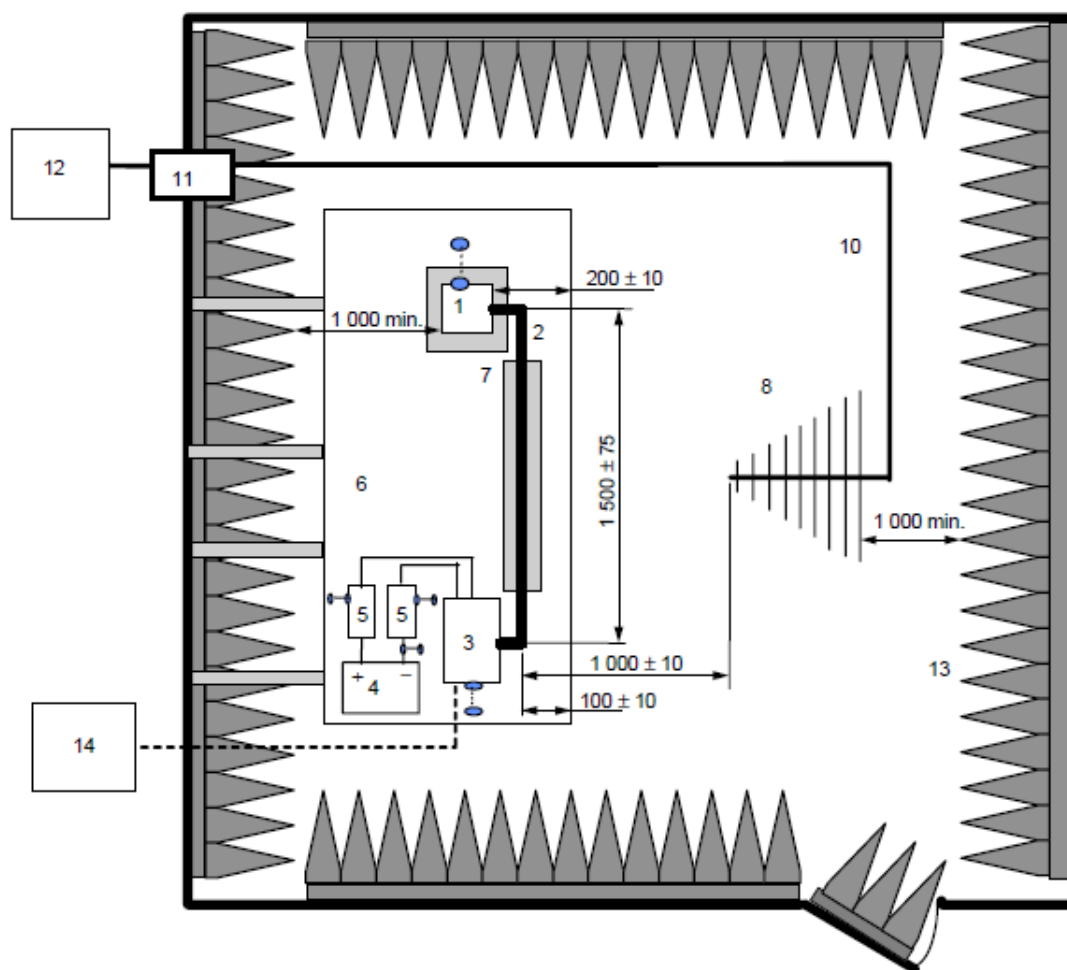
6.3 Säteilvien emissioiden mitta

EMC-testeissä tutkittiin kyt Kentänopeuden ja IGBT:n lämpötilan vaikutusta säteilviin emissioihin. Mittaustapana käytettiin CISPR 25:n mukaista mittaustapaa. Tavoitteena oli selvittää että kuinka paljon säteilvät emissiot pienenevät lämpötilan funktiona ja kuinka paljon eri kyt Kentänopeudet vaikuttavat säteilviin häiriöihin eri lämpötiloissa. Näiden tulosten perusteella pyrittiin vastaamaan kysymykseen, onko työn mukaisella hilaohjaimella mahdollista kompensoida vaihtosuuntaajan säteilvien häiriöiden lämpötilariippuvuutta. Vaihtosuuntaajan ohjauselektroniikan lämpötila voi myös vaikuttaa sen lähettämiin säteilviin häiriöihin, mutta tutkimuksen tarkoituksena oli tutkia vaihtosuuntaajan pääpiirin synnyttämiä häiriöitä. Mittaukset suoritettiin Savonia-ammattikorkeakoulun tiloissa sijaitsevassa EMC-laboratoriossa.

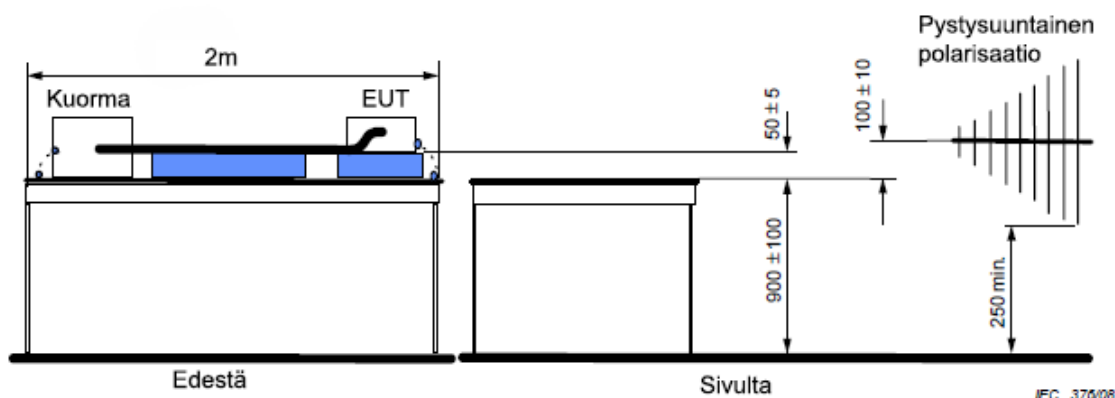
Lämpötilan vaikutusta säteilviin häiriöihin tutkittiin testilaitteen jäähdytysnesteen lämpötilaa muuttamalla. Suora IGBT:n liitoslämpötilan muuttaminen olisi luultavasti ollut vielä parempi tapa puolijohteen lämpötilan tutkimisen kannalta, mutta käytännössä tämän toteuttaminen oli mahdotonta, koska laitetta olisi täytynyt kuormittaa voimakkaasti halutun liitoslämpötilan saavuttamiseksi. Tämä ei kuitenkaan ollut mahdollista käytännössä, koska testitilaan olisi täytynyt asentaa suuritehoinen kuomakone ja toinen vaihtosuuntaaja kuormamoottorin ohjausta varten, mikä puolestaan saattaisi häiritä varsinaista mittausta. Käytännössä siis jäähdytysnestettä jouduttiin lämmittämään keinotekoisesti korkeampien lämpötilojen saavuttamiseksi ja vastaavasti jäähdyttämään matalien lämpötilojen saavuttamiseksi.

6.3.1 Säteilevien emissioiden mittaustapa

CISPR 25-standardin mukaisessa mittaustavassa testattava laite eli EUT (Equipment Under Test) tulee sijoittaa johtamattomalle alustalle, jolla on pieni suhteellinen permittiivisyys, 50 mm:n korkeudelle maatasosta. Lisäksi laitteen kaapeloinnin tulee olla kohtisuorassa anteeniin nähden ja tämän kohtisuoran osuuden pituuden tulee olla 1500 mm pitkä. Myös kaapelit tulee olla sijoitettu 50 mm:n korkeudelle maatasosta. Antenni on sijoitettu 1 m:n etäisyydelle kohtisuoraan kaapeleihin nähden. Kuormana testattavalle laitteelle käytettiin 75 kW:n induktiomoottoria. Maatasona käytettiin peltilevyä, joka oli yhdistetty kuparipunoskaapelilla mittaushuoneen maapisteeseen. EUT:n alla käytettiin puisia 50 mm paksuja levyjä eristeenä. Mittausjärjestelyn tärkeimmät mitat esitetään kuvissa 43 ja 44. [20]



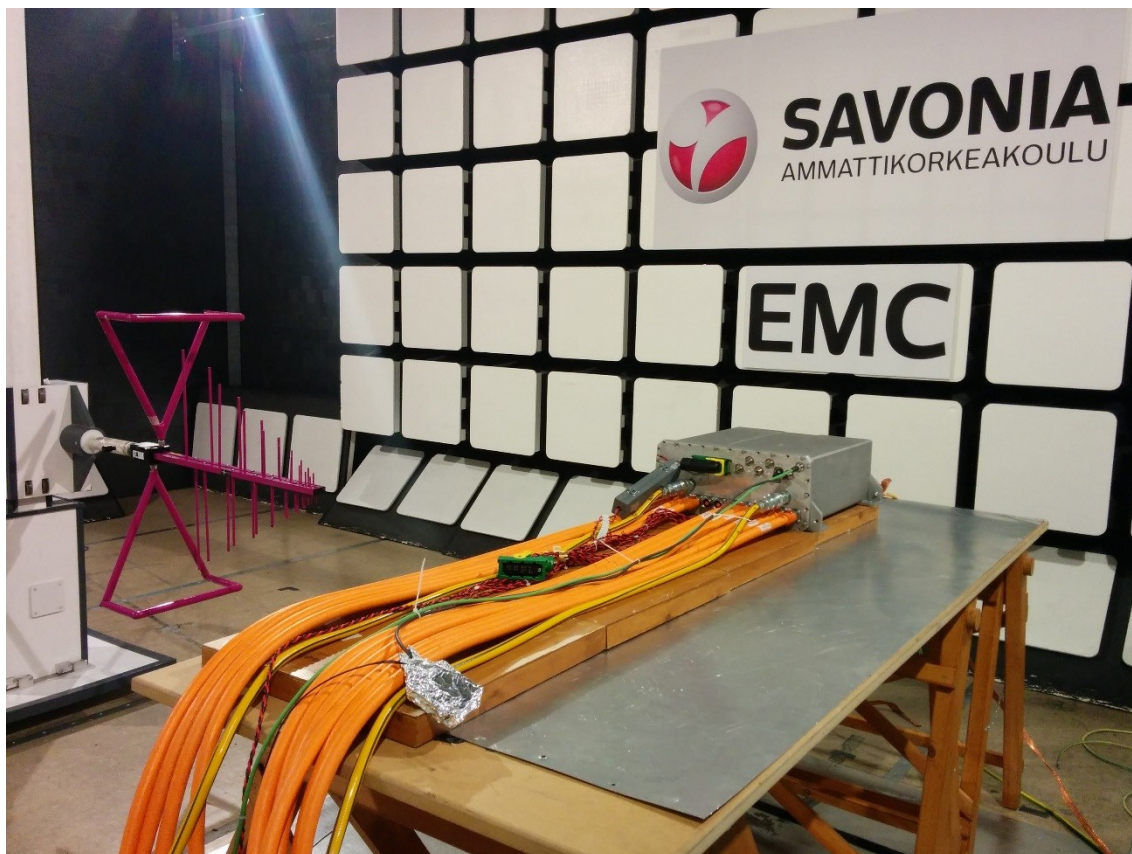
Kuva 43: CISPR 25-mittausjärjestelyn havainnekuva ylhäältä. Muokattu lähteestä [20]



Kuva 44: CISPR 25m-ittausjärjestelyn havainnekuva edestä ja sivulta. Muokattu lähteestä [20]

Vaihtosuuntaajan syöttö- ja moottorikaapeleina käytettiin suojattua ajoneuvokäyttöön tarkoitettua kaapelia, jonka poikkipinta-ala oli 95 mm^2 . Kaapeleita oli käytössä kaksi kappaletta lähtövaihetta kohden ja kaksi molempia DC terminaaleja varten. Kaapelien suojat maadoitettiin vaihtosuuntaajan päästä, mutta jätettiin avoimeksi moottorin päästä. Syöttökaapelit kytkettiin mittaushuoneen lattialla sijaitsevaan kytkentäkoteloon, joka puolestaan liitettiin huoneen ulkopuolella sijaitsevaan tasasuuntaajaan. Tasasuuntaajana käytettiin kolmivaiheista diodisiltaa. Syöttävän verkon ja diodisillan väliin kytkettiin erotusmuuntaja ja säätömuuntaja. Säätömuuntajan avulla tasajännite voitiin nostaa hallitusti halutulle 700 V:n tasolle. Lisäksi vaihtosuuntaajan ohjauselektronikkaa syötettiin 24 V:n hakkuriteholähteellä. Kuvassa 45 esitetään mittausjärjestely asennettuna testipöydälle. Kuvassa näkyvät lisäksi jäähdytysnesteletkut ja diagnostiikkaläite, joka ei ollut kytkettynä mittausten aikana.

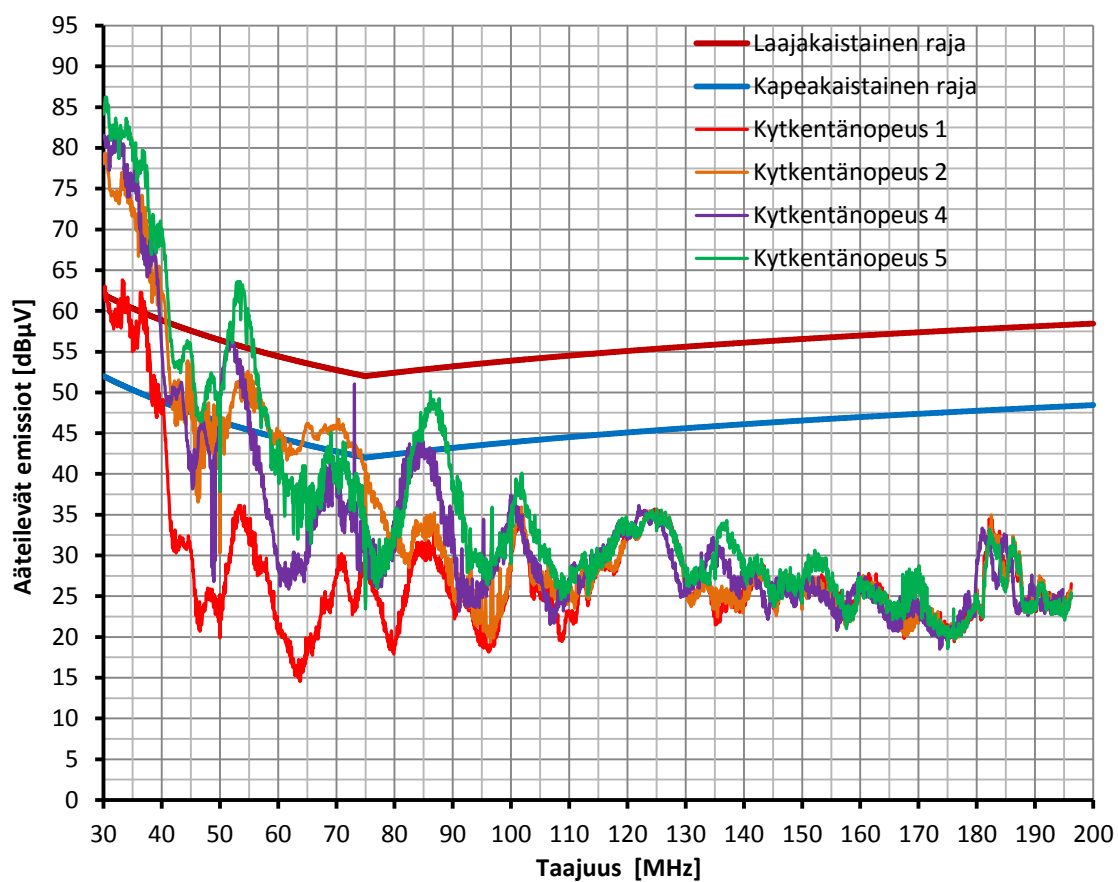
Kuvassa 45 esitetty mittausjärjestely myös eroaa hieman standardin mukaisesta mittaustavasta esimerkiksi kuormalaitteen sijoittelun osalta. Standardin mukaisessa mittaustavassa kuormalaite on sijoitettu mittauspöydälle. Tämä ei kuitenkaan ollut mahdollista kuormamoottorin ei suuren kokoon ja painon vuoksi.



Kuva 45: EMC-testijärjestely

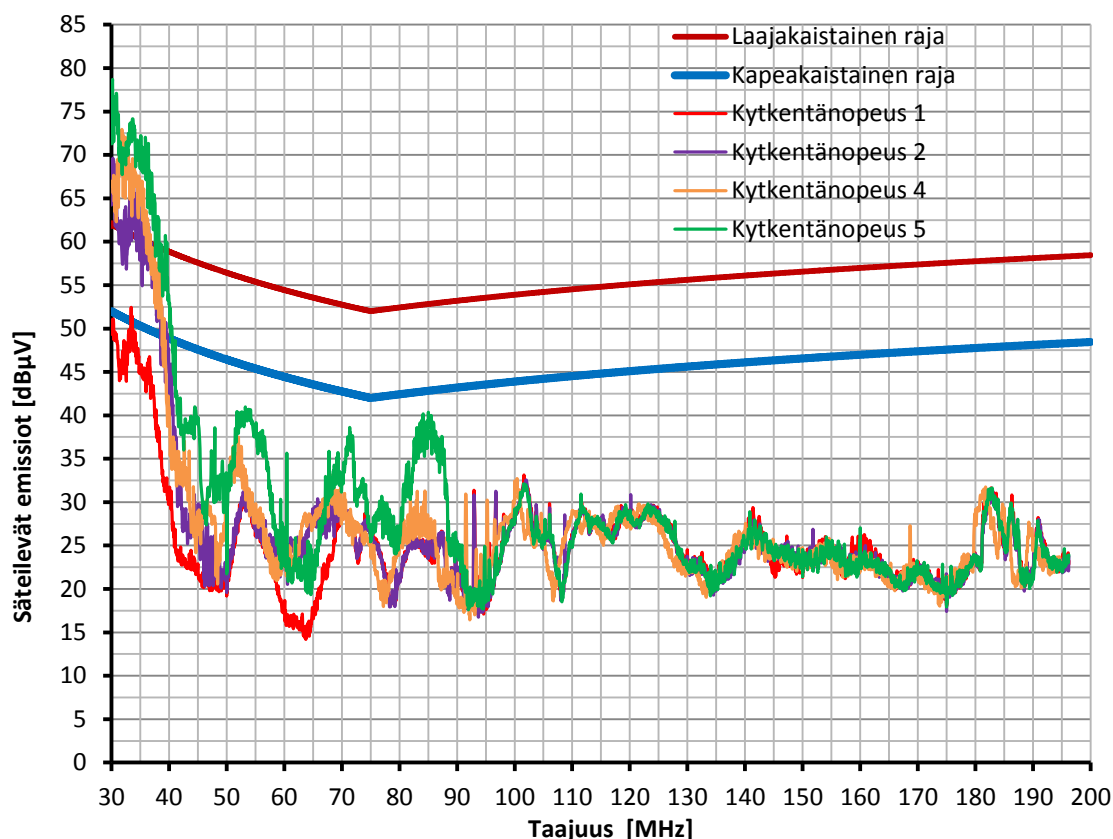
6.3.2 Mittaustulokset

Tuloksissa esitetty punainen raja kuvaa laajakaistaista mittausta ja vastaavasti sininen raja kuvaa kapeakaistaista mittausta. Laajakaistaisella häiriöllä tarkoitetaan häiriötä, jonka kaistanleveys on suurempi kuin mittavastaanottimen kaistanleveys. Vastaavasti kapeakaistaisella häiriöllä häiriön kaistanleveys on kapeampi kuin mittavastaanottimen kaistanleveys. Käytännössä se, onko laitteen tuottama häiriö kapea- vai laajakaistaista, tutkitaan siten, että suoritetaan mittausta sekä huippuarvo- että keskiarvoilmaisimella. Mikäli näiden mittaustulosten välinen ero on suurempi kuin 6 dB, niin häiriöt tulkitaan leveäkaistaisen rajan mukaisesti. Vastaavasti jos erotus on tätä pienempi, niin häiriöt tulkitaan kapeakaistaisen rajan mukaisesti.



Kuva 46: Säteilevät emissiot, jäähdytysnesteen lämpötila 5 °C

Kuvan selkeyden vuoksi kolmas kytKentänopeus on jätetty pois kuvaajasta, koska käyrät sijoittuivat niin lähelle toisiaan, että selkeää eroa ei ollut havaittavissa. Tämä oli myös odotettavissa, koska näillä kytKentänopeuksilla mitattujen jännitteen muutosnopeuksien välinen ero oli pieni.



Kuva 47: Säteilevät emissiot, jäähdytysnesteen lämpötila 80 °C

6.4 Johtopäätökset

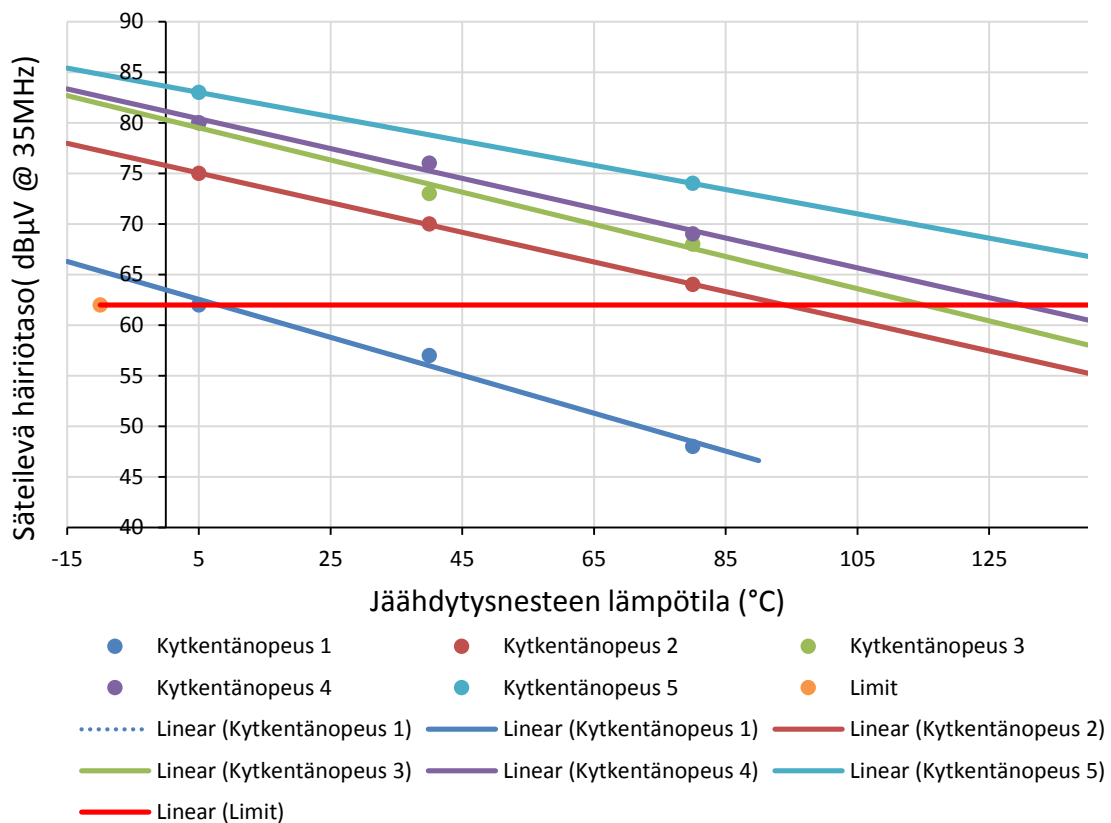
Mittaustuloksista voidaan havaita, että säädettävän kytkentänopeuden vaikutus säteileviin häiriöihin on erittäin suuri 30–40 MHz:n taajuusalueella, jopa noin 25 dB:n suuruinen. Tätä korkeammilla taajuuksilla kytkentänopeuden vaikutus vähenee ja noin 100 MHz:n taajuudesta ylöspäin vaikutus on vähäinen. Tästä voidaan päätellä, että vaihtosuuntaajan päävirtapiirin tuottamat säteilevät häiriöt sijoittuvat pääasiassa kyseiselle taajuusalueelle ja tätä korkeammat taajuudet ovat suurimmaksi osaksi lähtöisin ohjauselektronikasta. Puolestaan käyttölämpötilan vaikutus säteileviin häiriöihin on selvästi kytkentänopeuden vaikutusta pienempi, mutta kuitenkin merkittävä. Lämpötilan kasvattaminen noin 80 °C:seen vähensi säteileviä häiriöitä noin 10 dB. Kytkentänopeuden säädöllä on siis mahdollista kompensoida säteilevien häiriöiden lämpötilariippuvuutta, koska kytkentänopeuden säädöllä voidaan tuottaa lämpötilariippuvuutta suurempi vaikutus kytkentänopeuteen.

Eri kytkentänopeuksilla tuotetuista häiriötasoista voidaan huomata, että hitaimman ja nopeimman kytkentänopeuden välillä on erittäin merkittävä ero, mutta näiden välille sijoittuvat häiriötasot ovat melko lähellä toisiaan. Ilmiön kuitenkin selittää se, että myöskään kyseisen mitoituksen eri kytkentänopeuksien väliset erot eivät olleet suuria. Mittauksista voidaan kuitenkin päätellä, kuinka paljon hilaohjaimen vastusarvoja tulee muuttaa, jotta saavutetaan halutun suuruinen vaikutus myös säteilevien häiriöiden osalta. Mittausten perusteella vastusmatriisin arvoja päätettiin hienosäätää, jotta eri kytkentänopeustilojen välille saataisiin tasaisemmat erot. Ääripäiden välinen ero häiriötasossa oli kuitenkin riittävä, joten näitä ei tarvinnut muuttaa.

Kuvassa 48 esitetään vaihtosuuntaajan tuottamien säteilevien häiriöiden lämpötilariippuvuus jäähdytysnesteen lämpötilan funktiona. Mittaukset suoritettiin kolmessa eri lämpötilassa, jotka olivat 5, 40 ja 80 °C. Näiden mittauspisteiden välille piirrettyä suoraa käytetään lämpötilariippuvuuden arvioimiseen. Tätä menetelmää voidaan kuitenkin käyttää vain karkeana arviointimenetelmänä, ja suuremmissa lämpötiloissa toteutuvat säteilevät häiriöt vaatisivat lisätutkimusta. Kuvaajassa säteilevien häiriöiden käyttäytyminen lämpötilan funktiona on oletettu lineaariseksi.

IGBT:n liitoslämpötilan suora käyttäminen lämpötilariippuvuuden tutkimiseen saattaisi tuottaa tarkempia mittaustuloksia, mutta tämä ei kuitenkaan ollut käytännön syistä mahdollista, koska testattavaa laitetta ei voitu kuormittaa riittävästi, jotta liitoslämpötilaa saataisiin kasvatettua merkittävästi. Tästä syystä vertailusuureeksi valittiin jäähdytysnesteen lämpötila.

Säteilevät häiriöt lämpötilan funktiona



Kuva 48: Toteutuneet säteilevät häiriöt lämpötilan funktiona

Tuloksista voidaan todeta, että laitetta jouduttaisiin käyttämään lähes koko lämpötila-alueella hitaimmalla kytkentänopeudella. Kuitenkin tasaisemmilla väleillä jakautuvalla kytkentänopeuksien mitoituksella on mahdollista saada käytettäväksi useampia nopeuksia. Lisäksi on syytä huomata, että kyseisessä sovelluksessa pelkkä kytkentänopeuden säätö ei välttämättä riitä hyväksyttävien häiriötasojen saavuttamiseksi. Kytkentänopeuden säädön lisäksi on lisättävä jonkinlainen suodatus, jonka avulla eri kytkentänopeuksilla saatavat häiriötasot saadaan asetettua sopivalle tasolle, jolloin kytkentänopeuden säätöä voidaan hyödyntää halutulla tavalla. Tällainen suodatus voidaan toteuttaa esimerkiksi lisäämällä yhteismuotoiset suodatuskondensaattorit

vaihtosuuntaajan lähtöön. Kuten kuvasta 48 voidaan päätellä, noin 10 dB:n häiriötä vaimentava suodatus mahdollistaisi kytkentänopeuden säädön hyödyntämisen lähes koko käyttölämpötila-alueella.

On myös hyvä ottaa huomioon, että EMC-mittauksia tehdessä mittausjärjestelyllä voi olla erittäin suuri vaikutus saatuihin häiriötasoihin. Vaihtosuuntaajan kannalta tärkeitä asioita ovat erityisesti hyvä matalainduktiivinen maadoitus, moottorikaapeliin suojaus ja suojien huolellinen kytkentä. Mittauksen päällimmäisenä tarkoituksena ei ollut absoluuttisesti matalimpien häiriötasojen tuottaminen, vaan eri kytkentänopeustasojen keskinäinen vertailu.

Lisäksi on syytä ottaa huomioon, että mittaukset suoritettiin jäähdytysnesteen lämpötilaa eikä IGBT:n liitoslämpötilaa muuttamalla, mihin säteilevien häiriöiden lämpötilariippuvuus perustuu. Liitoslämpötila on aina kuormitettuna suurempi kuin jäähdytysnesteen lämpötila, mikä perustuu häviöihin, IGBT-moduulin tyyppiin ja hilaohjainkytkentään.

6.4.1 Jatkokehityssuunta

KytKentänopeuden säädöllä voidaan saavuttaa selkeitä parannuksia vaihtosuuntaajan EMC-tasoon ja suorituskyykyyn. Vastusmatriisiin perustuvalla avoimella kytkentänopeuden säädöllä on kuitenkin ominaisuuksia, joiden vuoksi kaikkea mahdollista hyötyä kytkentänopeuden säädöstä ei voida hyödyntää täysin. Kyseistä kytkentänopeuden säätömenetelmää on kuitenkin mahdollista kehittää edelleen. Jatkokehityssuunta voidaan jakaa kahteen osa-alueeseen, jotka ovat kytkentänopeuden säädön suorituskyykyyn parantaminen ja hyvän ohjaustavan toteuttaminen käytännössä.

Tässä työssä käsiteltiin vain kytkentänopeuden säädön vaikutusta vaihtosuuntaajan säteileviin häiriöihin. Kytkentänopeuden pienentäminen kuitenkin tunnetusti lisää myös IGBT:n kytkentähäviöitä ja tästä syystä on tärkeää tietää, kuinka suuri vaikutus kytkentänopeuden säädöllä on vaihtosuuntaajan tuottamiin häviöihin. Varsinaisen aktiivisen kytkentänopeuden säädön tärkein tarkoitus onkin häiriötasojen ja kytkentähäviöiden välisen kompromissin pienentäminen. Pelkkä häiriöiden vähentäminen ei itsessään vaadi aktiivista kytkentänopeuden säätöä.

KytKentähäviöt saattavat rajoittaa kytkentänopeuden säädön käyttöä, mikäli säädön vaikutus muodostuviin häviöihin on liian suuri. Teoriassa kuitenkin kytkentänopeuden aktiivisella säädöllä voidaan parantaa laitteen suorituskyykyä, koska kuumissa lämpötiloissa IGBT:n kytkentänopeuden hidastumista voidaan kompensoida ja siten vähentää kytkentähäviöitä. Menetelmällä voidaan myös vaikuttaa tehopuolihoiteen elinikään. Esimerkiksi syklisessä käytössä kytkentänopeuden säätöä voidaan hyödyntää lämpötilan muutosten pienentämiseen ja siten vähentää lämpötilan vaihteluista aiheutuvaa ikääntymistä tehopuolihoitteessa.

Tutkimuksessa tuli esille myös kyseisen toteutustavan asettamia haasteita ja rajoituksia. Virran katkaisun osalta huomattiin, että kyseisen IGBT-tyypin virran katkaisunopeuden säätäminen on erittäin haastavaa, ja tästä syystä kyseinen ominaisuus jätettiin tutkimuksen ulkopuolelle. Haastavaa on löytää sopiva mitoitus vastusmatriisille, jotta virran katkaisun säätäminen onnistuu, sillä virran katkaisuominaisuuksiin vaikuttavat myös ulkoiset tekijät kuten kollektorivirta ja puolijohteen liitoslämpötila. Tämän toteuttaminen käytännössä vaatisi siis useamman vastuskombinaation virran katkaisua varten. Vastusmatriisin koko ja ohjaustapa kuitenkin rajoittavat erilaisten toteutettavissa olevien vastuskombinaatioiden määrää. Yksi mahdollisuus virran katkaisun säädön

toteuttamiseksi on siirtyminen unipolaariseen ohjaustapaan, jossa vastusmatriisiin jokaista kytkeä ohjataan itsenäisesti. Tämän puolestaan toisi lisää vapausasteita vastusmatriisiin mitoittamiseen, mikä puolestaan saattaisi mahdollistaa virran katkaisun säätämisen. Tämä ei kuitenkaan yksin riitä virran katkaisunopeuden säädön toteuttamiseksi. Kuten luvun 6.1.2 tuloksista nähdään, pelkän hilavirran muuttaminen ei merkittävästi vaikuta IGBT:n kytkentänopeuteen virran katkaisussa. Kuitenkin esimerkiksi Lobsigerin ja Kolarin [10] tutkimuksessa on onnistuttu säätämään vastaavan tyyppisen Trench Gate FS IGBT:n katkaisunopeutta takaisinkytketyn kytkentänopeuden säätöpiirin avulla. Tästä voidaan päätellä, että myös katkaisunopeuden säätäminen on mahdollista hilaohjauksen avulla. Kyseisessä julkaisussa ei kuitenkaan esitetä tarkempia käyriä hilavirralle ja jännitteille, joiden perusteella katkaisunopeuden säädön toteuttaminen helpottuisi.

Toinen tutkimuksessa esiintynyt haaste on kuvassa 30 esitetyn vaiheittaisen kytkentäprofiilin eri vaiheiden ajoituksen toteutus. Tällä hetkellä ajoitus voidaan toteuttaa vain siten, että säätöajat määritetään käsin mittausten perusteella. Haittapuolena tässä on työmäärä, joka ajoituksen säätämiseen joudutaan käyttämään, jos esimerkiksi joitakin hilaohjaimen komponentteja muutetaan. Kehittyneemmän ajoituksen toteuttamiseksi voitaisiin esimerkiksi hyödyntää hilajännitteen takaisinkytkentää, jonka perusteella kytkentäprofiilin eri vaiheet voidaan ajoittaa tarkemmin.

7 Yhteenveto

Tässä työssä tutkittiin vaihtosuuntaajan säteilevien häiriöiden vähentämistä aktiivisella hilaohjainkytkennällä raskaisiin työkoneluihin tarkoitetussa vaihtosuuntaajassa. Tutkimuksen tarkoituksena oli selvittää, voidaanko työssä esitetyllä aktiivisella hilaohjainkytkennällä vähentää vaihtosuuntaajan aiheuttamia säteileviä häiriöitä ja kuinka suuri vaikutus tällä tavalla voidaan saavuttaa. Lisäksi työssä tutkittiin IGBT:n kytkentänopeuden lämpötilariippuvuuden vaikutusta säteileviin häiriöihin, ja tarkoituksena oli selvittää, voidaanko kyseisellä hilaohjainkytkennällä kompensoida IGBT:n lämpötilariippuvuutta. Työssä mitattiin IGBT:n kytkentäkäyttäytymistä kaksoispulssitestissä ja moottorikäytössä prototyypilaitteen avulla. Lisäksi samalla testattiin prototyypilaitteen toimintaa. Tärkeimmät mittaukset olivat kuitenkin säteilevien häiriöiden mittaukset. Ne suoritettiin EMC-laboratoriossa, missä mitattiin kytkentänopeuden ja lämpötilan vaikutusta vaihtosuuntaajan säteileviin häiriöihin.

Työn tarkoituksena oli selvittää uudenlaisen hilaohjainkonseptin vaikutusta vaihtosuuntaajan EMC-suorituskykyyn. Aktiivisen hilaohjaimen tarkoituksena oli pienentää vaihtosuuntaajan säteilemiä häiriöitä siten, että vaikutus laitteen muuhun suorituskykyyn olisi mahdollisimman vähäinen. Tämä tutkimus on tärkeää laitteen haastavan sovelluskohteen takia. Raskaassa työkoneläytössä vaihtosuuntaajalta vaaditaan hyvää suorituskykyä, suurta käyttölämpötila-aluetta, minkä lisäksi laitteen tulee täyttää haastavat EMC-vaatimukset.

IGBT:n kaksoispulssikokeessa havaittiin, että työn mukaisella hilaohjaimella voidaan vaikuttaa tehopuolihohteen päällekytkentänopeuteen. Mittauksesta kuitenkin huomattiin, että katkaisunopeuden säätäminen ei onnistu tehokkaasti ehdotetulla menetelmällä. Vaihtosuuntaajan normaalissa toiminnassa suoritettuja kytkentänopeuden mittauksia käytettiin varmentamaan hilaohjainkonseptin toimintaa ja vaikutusta kytkentänopeuteen ennen EMC-testausta. Näistä mittauksista huomattiin, että ehdotetulla menetelmällä voidaan vaikuttaa merkittävästi IGBT:n kytkentänopeuteen. Esimerkiksi jännitteen nousuaikaa voitiin säätää askeleittain noin 200–1500 ns:n välillä. EMC-testeissä puolestaan huomattiin, että tällä kytkentänopeuden säädöllä on erittäin suuri vaikutus vaihtosuuntaajan säteileviin häiriöihin, suuruusluokaltaan parhaimmillaan noin 25 dB.

Hilaohjaimen ei varsinaisesti tarvitse olla aktiivinen pelkästään säteilevien häiriöiden vähentämiseksi, mutta aktiivisella hilaohjaimella voidaan vähentää IGBT:n kytkentänopeuden lämpötilariippuvuutta ja siten pienentää tuotettujen häiriöiden ja kytkentähäviöiden välistä kompromissia. Aktiivisella hilaohjaimella on siis suuri merkitys laitteen suorituskyvyn kannalta.

Työssä esitetyn ratkaisun suurin heikkous on ohjainpiirin mitoituksen suuri työmäärä. Mitoitus joudutaan tekemään erikseen eri kokoisille tai tyyppisille tehomodulleille. Lisäksi mitoitukseen vaikuttavat monet muut tekijät, kuten hilaohjaimen komponenttivalinnat. Esimerkiksi hilaohjaimen käyttöjännitteiden tai hilavastusten muuttaminen vaikuttaa myös vastusmatriisin mitoitukseen. Hilaohjain myös vaikuttaa moneen asiaan kuten kytkentähäviöihin ja säteileviin häiriöihin. Tästä syystä hilaohjaimen mitoituksen muuttamisesta voi aiheutua ylimääräistä työtä laitteen testausten osalta.

Lisäksi työssä esitetään ohjaustapa aktiiviselle hilaohjaimelle, jonka tarkoituksena on säätää kytkentänopeutta IGBT:n lämpötilan mukaisesti. Mittaustulosten perusteella voidaan todeta, että käytetyssä mittaussäjestelyssä pelkkä aktiivinen hilaohjain ei riittänyt hyväksyttävien häiriötasojen saavuttamiseksi kyseisessä mittaussäjestelyssä,

mutta tuloksista voidaan kuitenkin todeta, että aktiivisella hilaohjaimella on mahdollista pienentää merkittävästi laitteen säteileviä häiriöitä ja IGBT:n kytkentänopeuden lämpötilariippuvuutta. Lisäksi tulevaisuudessa menetelmän toimivuutta voidaan hienosäätää vastaamaan paremmin esitetyn ohjaustavan asettamia vaatimuksiin.

Työssä käsiteltiin aktiivisen hilaohjaimen vaikutusta vain sen säteileviin häiriöihin. Kokonaisuuden kannalta on kuitenkin erittäin tärkeää selvittää jatkotutkimuksena, miten suuri vaikutus kyseisellä menetelmällä on esimerkiksi kytkentähäviöihin. Tämä puolestaan voi vaikuttaa myös koko konseptin hyödyntämismahdollisuuksiin. Teoriassa aktiivisella hilaohjaimella on kuitenkin mahdollista saavuttaa parannuksia myös vaihtosuuntaajan suorituskyvyn osalta.

8 Lähteet

- [1] J. M. Miller, *Propulsion Systems for Hybrid Vehicles*(2nd Edition), Lontoo: Institution of Engineering and Technology, 2010.
- [2] J. Doo-Yearn, K. Sangyeop ja K. Nagin, ”Development of Fuel-efficient Construction Equipment,” tekijä: *IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011* , Jeju, 2011.
- [3] A. Emadi, Y. J. Lee ja K. Rajashekara, ”Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, osa/vuosik. 55, nro 6, pp. 2237-2245, 2008.
- [4] S. Buso ja P. Mattavelli, *Digital Control in Power*, San Rafael: Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [5] J. Niiranen, *Tehoelektroniikan komponentit*, Espoo: Otatiето, 2007.
- [6] M. H. Rashid, *Power electronics handbook : devices, circuits, and applications*, 3rd toim., Burlington: Elsevier, 2011.
- [7] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky ja T. Reimann, *Application Manual Power Semiconductors*, Nuremberg: SEMIKRON International GmbH, 2011.
- [8] A. Volke ja M. Hornkamp, *IGBT Modules Technologies, Driver and Application*, 2 toim., München: Infineon Technologies AG, 2012.
- [9] Y. Lobsiger, *Closed-Loop IGBT Gate Drive and Current Balancing Concepts*, Zurich: ETH Zurich Power Electronic Systems Laboratory, Väitöskirja, 2014, p. 179.
- [10] Y. Lobsiger ja J. W. Kolar, *Closed-Loop IGBT Gate Drive Featuring Highly Dynamic di/dt and dv/dt Control*, Zürich: Swiss Federal Institute of Technology, 2012.
- [11] A. Sattar, ”Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics, IXYS Corporation,” [Online]. Available: http://ixys.com/Documents/AppNotes/IXYS_IGBT_Basic_I.pdf. [Haettu 8 5 2015].
- [12] N. Mohan, T. M. Undeland ja W. P. Robbins, *Power Electronics*, Third Edition toim., Minneapolis: John Wiley & Sons Inc., 2003.
- [13] K. S. S. Abedinpour, ”Insulated Gate Bipolar Transistor,” tekijä: *Power Electronics Handbook - Devices, Circuits, and Applications (3rd Edition)*, Chicago, Elsevier, 2011, pp. 73-89.
- [14] R. Sepponen, *EMC-periaatteet ja käytäntö*, Espoo: Aalto yliopiston sähkötekniikan korkeakoulu, 2012.
- [15] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, New York: John Wiley & Sons, 1992, p. 765.
- [16] H. W. Ott, *Electromagnetic compatibility Engineering*, New Jersey: John Wiley & Sons Inc, 2009, p. 843.
- [17] J. Luszcz, ”Motor Cable Influence on the Conducted EMI Emission of the Converter Fed AC Motor Drive,” tekijä: *Electromagnetic Interference Issues in Power Electronics and Power Systems*, Gdańsk, Bentham Science Publishers , 2011, pp. 77-95.

- [18] M. Dong, L. Zhai, R. Gao ja X. Zhang, "Research on Radiated Electromagnetic Interference (EMI) from Power Cables of a Three-phase Inverter for Electric Vehicles," tekijä: *ITEC Asia-Pacific*, Peking, 2014.
- [19] E. Häkkinen, K. Fallström, A. Haapalinna ja P. Kärhä, *Häiriökysymykset, Häiriöt mittauksissa*, Espoo: Teknillinen korkeakoulu, Mittaustekniikan laboratorio, 1999.
- [20] IEC, *CISPR 25, Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*, Geneve: International Electrotechnical Commission, IEC, 2008.
- [21] P. Mäki-Ontto, *Modeling And Reduction of Shaft Voltages in AC Motors Fed by Frequency Converter*, Espoo: Teknillinen korkeakoulu, Teholelektroniikan laboratorio, Väitöskirja, 2006, p. 74.
- [22] T. Andrzej M, "EMI Effects of Power Converters," tekijä: *Power Electronics Handbook - Devices, Circuits, and Applications*, Reno, Elsevier, 2011, pp. 1229-1245.
- [23] W. Frank, A. Arens ja S. Hörold, "Real time adjustable gate current control IC solves dv/dt problems in electric drives," tekijä: *PCIM Europe 2014*, Nuremberg, 2014.
- [24] J. D. Kagerbauer ja T. Jahns, "Development of an Active dv/dt Control Algorithm for Reducing Inverter Conducted EMI with Minimal Impact on Switching Losses," tekijä: *Power Electronics Specialists Conference, IEEE*, Orlando, 2007.
- [25] S. Halasz ja B. Huu, "Two-phase PWM Technique for Inverter Fed AC Drive," tekijä: *IECON 97, 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, New Orleans, 1997.
- [26] IEC, IEC 60747-9 Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs), Geneve: International Electrotechnical Commission, 2007.